

# Diseño e implementación de sensores y lectores IoT para la caracterización dieléctrica y la detección de espesores

Gabriel Galindo Romera

Tesis depositada en cumplimiento parcial de los requisitos para el grado de Doctor en

Multimedia y Comunicaciones

Universidad Carlos III de Madrid

Director:

Francisco Javier Herraiz Martínez

Tutor:

Luis Inclán Sánchez

Septiembre de 2019



Esta tesis se distribuye bajo licencia “Creative Commons **Reconocimiento – No Comercial – Sin Obra Derivada**”





*Words are, in my not-so-humble opinion, our most inexhaustible source of magic. Capable of both inflicting injury, and remedying it.*



---

## AGRADECIMIENTOS / ACKNOWLEDGEMENTS

---

En primer lugar me gustaría agradecer a mi tutor, director y amigo, Francisco Javier Herraiz Martínez, por confiar en mí y darme esta magnífica oportunidad. Sin su apoyo, ayuda y dedicación, ni la realización de esta tesis ni el desarrollo de los proyectos que merecidamente le fueron concedidos habrían sido posibles. Muchas gracias por haber tirado del carro, pese a las condiciones de trabajo con las que nos hemos encontrado. Jamás olvidaré ni el esfuerzo que has hecho por nosotros ni todo lo que nos has enseñado. Muchas gracias también por las noches en el Santiago Bernabéu.

Adri, Carlos, Miki, Noel e Irene. Aunque os parezca mentira, me acuerdo mucho de vosotros. Miquel, fuiste de los primeros en aconsejarme que me fuera a Madrid a vivir la experiencia, me costó un poco al principio pero siempre estuviste animando. ¡Gracias por tu visita y por estar aquí desde el instituto! Adri e Irene, os conocí tarde, pero fuisteis unos de mis grandes descubrimientos justo antes de irme de Santa Perpétua, gracias a vosotros también por el apoyo y por vuestra amistad. Carlos, a pesar de todas las putadas que nos

---

hemos hecho (~~sobretudo con el picante~~) y de los altibajos que hemos pasado, tampoco me olvido de tí, ni de *Félix BauHamster*, ni de la AP7, ni del *Knebep*, etc. Noel, te conozco de toda la vida y el primer recuerdo que me viene a la mente es del día de la nieve y el trineo, cuando chocamos contra la zanja, gracias a tí también por la visita que me hiciste, y por todo lo que hemos vivido.

A mis compañeros y amigos de la UAB, el *Sector Rebelde*, por todas las visitas que me habéis hecho (en grupo e individualmente): Adri, Alex, Carlos, Dani, David G., David S., Eric, Uri y Xavi. Aunque me uní tarde al grupo, la carrera no habría sido lo mismo sin vosotros. Gracias por mantener vivo el grupo y, pese a saltarme la mayoría de reuniones, no haberme nominado para abandonarlo. Siempre nos quedará Salou.

A mis compañeros y amigos de la UC3M: Adrián, Ana, Alex, Fernando, Gabriel, José, Kerlos y Sergio. No habría sido lo mismo sin las tardes de *team building* en el “CS1.6-NO STEAM” o en el *Age of Empires*, ni sin el café diario en la cafetería. Jamás olvidaré a Bowie. José, creo que si no hubiéramos coincidido en el laboratorio no habríamos llegado hasta el final. Ha sido un placer investigar y dar clase contigo, entre bachatas y buen ambiente.

Alejandro Rivera, Máximo Morales y Luis Inclán, muchas gracias a los tres por hacernos el favor y acceder a ser nuestros tutores.

A mi familia Madrileña, Manuela, Paco, Juanjo y Javi. Aunque no os llame muy a menudo me acuerdo de vosotros y siempre que puedo presumo de familia. Muchas gracias por preocuparos por mí.

Wake no es conocida por ser una gran empresa, ni siquiera es conocida por diseñar UAVs ~~que vuelen~~. Sin embargo, allí he podido conocer a gente maravillosa. Alejandro, Roberto e Irene, creo que



---

sin vosotros me habría vuelto loco allí dentro. Espero que nuestros caminos se sigan cruzando.

Javi A., ya conocía la *Estrella Levante*, lo que no sabía era que de *Management Solutions* (~~dos semanas~~) me llevaría la amistad de un murciano muy majete y siempre dispuesto a cualquier plan.

A mis antiguas compañeras y antiguo compañero de piso: María, Gema, Anne, Alejandro y Tere. A mi primo Fernando. A los huéspedes del *garitazo*: Ramillete, Robert, Celia, Coral, Raquel, Alba y Jorge. A todos, gracias por amenizar y hacer más divertida mi estancia en Madrid. María Volar ha sido un placer compartir contigo esta etapa de mi vida. Eres una persona muy especial. Muchas gracias.

A mi familia manchega, Manolo, Mari y Manuel. De todo corazón, muchas gracias por haberme hecho sentir, en cada una de mis visitas, como si estuviera en mi propia casa.

A mis padres, Juan y Ana, y a mis hermanas, Nerea y Ana Rosa, gracias por habérmelo dado absolutamente todo. Por haber puesto todos los medios que estaban a vuestro alcance para poder conseguir siempre los fines que me he propuesto. A pesar de haberos tenido a 600 kilómetros de distancia durante todo este tiempo, siempre os he sentido muy cerca. Siento ser tan pasota, pero os quiero mucho. Muchas gracias por los *tuppers*. Todo esto también es vuestro.

Finalmente, necesito dar las gracias a Marta, muchas gracias por cuidarme, entenderme, quererme y dejarme compartir mi vida contigo. Me siento infinitamente afortunado. Sin ti habría abandonado hace mucho. Has sido y serás uno de mis pilares fundamentales. Te quiero.

Gabri



---

## PUBLICACIONES

---

El trabajo desarrollado en esta tesis doctoral ha dado lugar a varias publicaciones en revistas y congresos. La lista completa se detalla a continuación.

### Revistas

*Relacionado con el Capítulo 2:*

- G. Galindo-Romera, F. J. Herraiz-Martínez, M. Gil, J. J. Martínez-Martínez, and D. Segovia-Vargas, “Submersible Printed Split-Ring Resonator-Based Sensor for Thin-Film Detection and Permittivity Characterization,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, no. 10, pp. 3587–3596, 2016.

*Relacionado con el Capítulo 3:*

- J. Carnerero-Cano, G. Galindo-Romera, J. Martínez-Martínez, and F. Herraiz-Martínez, “A Contactless Dielectric Constant Sensing System Based on a Split-Ring Resonator-Loaded Monopole,” *IEEE Sensors J.*, 2018.

---

*Relacionado con el Capítulo 4:*

- G. Galindo-Romera, J. Carnerero-Cano, J. Martínez-Martínez, and F. Herraiz-Martínez, “An IoT reader for wireless passive electromagnetic sensors,” *Sensors*, vol. 17, p. 693, 2017.
- G. Galindo-Romera, J. Carnerero-Cano, J. Martínez-Martínez, A. Rivera, and F. Herraiz-Martínez, “A Contactless System for the Dielectric Characterization of Liquid Drops,” *IEEE Sensors Letters*, Under review.

## **Congresos**

*Relacionado con el Capítulo 2:*

- G. Galindo-Romera and F. J. Herraiz-Martínez and M. Gil and J. J. Martínez-Martínez and D. Segovia-Vargas, “Split-Ring Resonator-based sensor for thin-film sensing applications,” *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2016.

*Relacionado con el Capítulo 3:*

- J. Carnerero-Cano, G. Galindo-Romera, J. J. Martínez-Martínez, and F. J. Herraiz-Martínez, “A near-field split-ring resonator-based monopole sensor for permittivity characterization,” *Multidisciplinary Digital Publishing Institute Proceedings*, vol. 1, no. 8, p. 793, 2017.

*Relacionado con el Capítulo 4:*

---

- 
- G. Galindo-Romera, J. Carnerero-Cano, J. J. Martínez-Martínez, and F. J. Herraiz-Martínez, “Wireless system for the measurement of passive electromagnetic sensors in laboratories,” *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2017.
  - G. Galindo-Romera, J. Carnerero-Cano, J. J. Martínez-Martínez, and F. J. Herraiz-Martínez, “Lector de Bajo Coste de Sensores Electromagnéticos, Pasivos e Inalámbricos para el Internet de las Cosas (IoT),” *XXXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio - URSI Cartagena 2017*, 2017.

### **Publicaciones no relacionadas con la tesis**

- G. Galindo-Romera, F. J. Herraiz-Martínez, M. Gil, and D. Segovia-Vargas, “Alimentador de doble banda basado en parches para aplicaciones de RADAR meteorológico,” *XXX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio - URSI Pamplona 2015*, 2015.
- J. J. Martínez-Martínez and F. J. Herraiz-Martínez and G. Galindo-Romera, “Design and Characterization of a Passive Temperature Sensor Based on a Printed MIW Delay Line,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, no. 22, Nov. 2016.
- J. J. Martínez-Martínez, G. Galindo-Romera, and F. J. Herraiz-Martínez, “Design of a low-cost wireless reader for an electromagnetic passive temperature sensor,” *2017 IEEE International*

---

*Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, 2017.

- J. J. Martínez-Martínez, G. Galindo-Romera, and F. J. Herraiz-Martínez, “Diseño de un sistema de lectura para dispositivos pasivos basados en líneas MIW,” *XXXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio - URSI Cartagena 2017*, 2017.
- J. J. Martínez-Martínez, G. Galindo-Romera, and F. J. Herraiz-Martínez, “A Contactless RFID System Based on Chipless MIW Tags,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, pp. 5064 – 5071, 2018.

---

# ÍNDICE GENERAL

---

Agradecimientos / Acknowledgements	vii
Publicaciones	xi
Índice general	xv
Resumen	xxi
Resum	xxv
Abstract	xxix
Índice de figuras	xxxiii

---

<b>Índice de tablas</b>	<b>xliii</b>
<b>Lista de Acrónimos</b>	<b>xliv</b>
<b>Prefacio / Prólogo</b>	<b>xlix</b>
<b>1. Estado del arte</b>	<b>3</b>
1.1. Internet of Things (IoT) . . . . .	4
1.2. Radio Frequency Identification (RFID) . . . . .	6
1.3. Metamateriales . . . . .	12
1.4. Métodos para la caracterización de la permitividad dieléctrica . . . . .	16
1.4.1. Métodos no destructivos . . . . .	17
1.4.2. Métodos destructivos . . . . .	18
1.4.3. Métodos de caracterización de referencia em- pleados en la tesis . . . . .	19
1.5. Sensores basados en partículas metamateriales . . . . .	21
<b>2. Sensores basados en metamateriales: Solución cablea- da</b>	<b>29</b>
2.1. Sensor basado en Split-Ring Resonators . . . . .	29
2.1.1. Principio de funcionamiento de los sensores . .	30
2.1.2. Prototipo . . . . .	36
2.2. Caracterización dieléctrica de sólidos . . . . .	39
2.3. Detección de espesores . . . . .	41
2.3.1. Simulaciones de materiales con distintos espesores	43
2.3.2. Medidas de materiales con distintos espesores .	45

---



---

2.4.	Caracterización dieléctrica de líquidos . . . . .	49
2.4.1.	Efecto de la capa de protección . . . . .	49
2.4.2.	Caracterización de líquidos . . . . .	51
2.4.3.	Caracterización de disoluciones etanol-agua . . . . .	53
2.5.	Conclusiones . . . . .	57
<b>3.</b>	<b>Sensores basados en metamateriales: Solución <i>Contactless</i></b>	<b>59</b>
3.1.	Sensor <i>contactless</i> basado en Split-Ring Resonators . . . . .	59
3.1.1.	Sensor <i>contactless</i> basado en un monopolo cargado con SRRs . . . . .	60
3.1.2.	Antena lectora . . . . .	62
3.1.3.	Principio de funcionamiento . . . . .	66
3.1.4.	Metodología de diseño . . . . .	70
3.1.5.	Sensor monopolo conectorizado . . . . .	74
3.1.6.	Sensor monopolo acabado en cortocircuito . . . . .	78
3.2.	Caracterización dieléctrica de sólidos . . . . .	85
3.3.	Caracterización dieléctrica de líquidos . . . . .	91
3.3.1.	Adaptación del sensor para medidas de líquidos . . . . .	91
3.3.2.	Caracterización de líquidos . . . . .	93
3.4.	Conclusiones . . . . .	98
<b>4.</b>	<b>Lectores IoT para sensores electromagnéticos pasivos</b>	<b>101</b>
4.1.	Lectores IoT para sensores electromagnéticos y pasivos . . . . .	101
4.2.	Lector IoT para el sensor inalámbrico . . . . .	102
4.2.1.	Capa radiante . . . . .	105
4.2.2.	Interfaz de RF . . . . .	109

---

---

4.2.3. Mini-Ordenador IoT . . . . .	121
4.2.4. Resultados experimentales . . . . .	127
4.3. Lector IoT para el sensor <i>contactless</i> . . . . .	132
4.3.1. Resultados experimentales . . . . .	135
4.4. Conclusiones . . . . .	142
<b>5. Conclusiones y trabajos futuros</b>	<b>145</b>
5.1. Conclusiones . . . . .	145
5.2. Líneas futuras . . . . .	151
<b>Bibliografía</b>	<b>157</b>
<b>Sobre el Autor</b>	<b>181</b>





---

## RESUMEN

---

En los últimos años se han reportado multitud de sensores pasivos trabajando en el rango de microondas o radiofrecuencia. Estos sensores son capaces de medir todo tipo de magnitudes. Por este motivo, su uso se extiende a aplicaciones tan variadas como la medida de la velocidad, el desplazamiento angular, la biomedicina, la detección de gases, la detección de espesores o la medida de la temperatura y humedad, entre otras.

En la actualidad, existe una gran demanda de desarrollar sensores baratos y, a ser posible, inalámbricos. Los sensores electromagnéticos pasivos parecen buenos candidatos para conseguir estos requisitos. En concreto, en esta tesis doctoral se han diseñado varios sensores basados en *Split Ring Resonators* (SRR, por sus siglas del inglés). Estos, han sido diseñados para realizar la caracterización de la permitividad dieléctrica de materiales sólidos y líquidos. Además, también pueden ser utilizados como sensores para medir espesores de materiales delgados. La caracterización de la permitividad dieléctrica de materiales

---

resulta una aplicación interesante en muchas industrias. Por un lado, en el caso de los sólidos es útil, por ejemplo, para certificar controles de calidad de materiales formados por láminas delgadas. Por otro lado, en el caso de los líquidos, resultan útiles para realizar la caracterización de aceites, disolventes o disoluciones binarias. Además, se podrían llegar a inferir ciertas propiedades de los líquidos (la densidad, por ejemplo) relacionándolas con la respuesta obtenida en cada caso.

El principal problema reside en la lectura de las medidas de los sensores, ya que los datos de estos sensores se obtienen mediante herramientas o equipos de laboratorio caros y difíciles de manejar, necesitando disponer de personal cualificado para poder utilizarlos. Por este motivo, en esta tesis doctoral se propone el desarrollo de un sistema de lectura para sensores pasivos completamente funcional, inalámbrico e integrado con el Internet de las Cosas (IoT, por sus siglas del inglés, *Internet of Things*).

Finalmente, después de demostrar que los sensores diseñados son perfectamente válidos para las aplicaciones propuestas, se ha realizado la implementación del sistema completo. Para lograr un sistema completamente funcional, se ha propuesto un esquema de lector basado en capas. Cada una de estas capas ha sido diseñada y fabricada durante la realización de esta tesis doctoral. En primer lugar, se ha diseñado la capa de enlace, la cual puede ser cableada o radiante de largo o corto alcance, dependiendo de la aplicación. En esta tesis se muestran ejemplos de los tres sistemas. En segundo lugar, se ha diseñado la interfaz de radiofrecuencia, encargada tanto de generar la señal de interrogación necesaria para leer la respuesta del sensor,

---

como de detectar la señal reflejada. A continuación, se ha utilizado un mini-ordenador para realizar la digitalización de la señal recibida del sensor. Este mini-ordenador está dotado con funcionalidades IoT, pudiendo enviar la información del sensor a través de Internet. Finalmente, se ha diseñado la unidad de potencia, necesaria para alimentar a cada una de las capas activas. Después de comprobar el correcto funcionamiento de cada una de las capas por separado, se han ensamblado para realizar un conjunto de medidas, demostrando la viabilidad del sistema. Las medidas realizadas presentan un error muy pequeño en comparación con la caracterización obtenida mediante kits de instrumentación comerciales.





---

# RESUM

---

En els últims anys s'han reportat multitud de sensors passius treballant en el rang de microones o radiofreqüència. Aquests sensors són capaços de mesurar tot tipus de magnituds. Per aquest motiu, el seu ús s'estén a aplicacions tan diverses com la mesura de la velocitat, el desplaçament angular, la biomedicina, la detecció de gasos, la detecció d'espessors o la mesura de la temperatura i humitat, entre d'altres.

En l'actualitat, hi ha una gran demanda per desenvolupar sensors barats i, a ser possible, inalàmbrics. Els sensors electromagnètics passius semblen ser uns bons candidats per aconseguir aquests requisits. En concret, en aquesta tesi doctoral s'han dissenyat diversos sensors basats en SRRs. Aquests, han estat dissenyats per a realitzar la caracterització de la permitivitat dielèctrica de materials sòlids i líquids. A més, també es poden utilitzar com a sensors per mesurar gruixos de materials prims. La caracterització de la permitivitat dielèctrica de materials resulta una aplicació interessant en moltes indústries.

---

D'una banda, en el cas dels sòlids és útil, per exemple, per certificar controls de qualitat de materials formats per làmines primes. D'altra banda, en el cas dels líquids, resulten útils per realitzar la caracterització d'olis, dissolvents o dissolucions binàries. A més, es podrien arribar a inferir certes propietats dels líquids (la densitat, per exemple) relacionant-les amb la resposta obtinguda en cada cas.

El principal problema rau en la lectura de les mesures dels sensors, ja que les dades d'aquests sensors s'obtenen mitjançant eines o equips de laboratori cars i difícils de fer ser, necessitant disposar de personal qualificat per poder utilitzar-los. Per aquest motiu, en aquesta tesi doctoral es proposa el desenvolupament d'un sistema de lectura per a sensors passius completament funcional, inalàmbric i integrat amb l'Internet de les Coses.

Finalment, després de demostrar que els sensors dissenyats són perfectament vàlids per a les aplicacions proposades, s'ha realitzat la implementació del sistema complet. Per aconseguir un sistema completament funcional, s'ha proposat un esquema de lector basat en capes. Cadascuna d'aquestes capes ha estat dissenyada i fabricada durant la realització d'aquesta tesi doctoral. En primer lloc, s'ha dissenyat la capa d'enllaç, la qual pot ser cablejada o radiant de llarg o curt abast, depenent de l'aplicació. En aquesta tesi es mostren exemples dels tres sistemes. En segon lloc, s'ha dissenyat la interfície de radiofreqüència, encarregada tant de generar el senyal d'interrogació necessària per llegir la resposta del sensor, com de detectar el senyal reflectida. A continuació, s'ha utilitzat un mini-ordinador per realitzar la digitalització del senyal rebut del sensor. Aquest mini-ordinador està dotat amb funcionalitats Iot, podent enviar la informació del sensor

---

a través d'Internet. Finalment, s'ha dissenyat la unitat de potència, necessària per alimentar cadascuna de les capes actives. Després de comprovar el correcte funcionament de cadascuna de les capes per separat, s'han acoblat per realitzar un conjunt de mesures, demostrant la viabilitat del sistema. Les mesures realitzades presenten un error molt petit en comparació amb la caracterització obtinguda mitjançant kits d'instrumentació comercials.



---

## ABSTRACT

---

In recent years, many passive sensors working in the microwave or radiofrequency range have been reported. These sensors are capable of measuring all types of magnitudes. For this reason, a wide variety of applications have been proposed such as the measurement of speed, angular displacement, biomedicine, gas detection, detection of thickness or measurement of temperature and humidity, among others.

Currently, there is a huge demand to develop low cost and, if possible, wireless sensors. Passive electromagnetic sensors seem good candidates to achieve these requirements. In particular, in this doctoral thesis several SRR-based are designed. These sensors, are designed to perform the characterization of the dielectric permittivity of solid and liquid materials. In addition, they can also be used as sensors to measure the thickness of thin materials. The characterization of the dielectric permittivity of materials is an interesting application in many industries. On the one hand, in the case of solids, it is useful,

---

for example, to certify quality controls of thin sheet materials. On the other hand, in the case of liquids, they are useful for performing the characterization of oils, solvents or binary solutions. In addition, certain properties of liquids (density, for example) could be inferred by relating them to the response obtained in each case.

The main problem lies in the reading of the measurements of the sensors, since the data of these sensors is obtained through expensive or complex to use tools or laboratory equipment. In this case, qualified personnel is needed. For this reason, in this thesis fully functional, wireless, passive, reading system for passive sensors are proposed.

Finally, after demonstrating that the designed sensors are perfectly valid for the proposed applications, the implementation of the complete system is performed. In order to achieve a fully functional system, a reader scheme based on layers is proposed. Each one of these layers was designed and manufactured during the realization of this doctoral thesis. First, the link layer was designed. The link layer can be wired or short range or long range wireless, depending on the application. In this thesis, examples of the three systems are shown. Secondly, the radiofrequency interface was designed. This interface is responsible for generating the interrogation signal necessary to read the response of the sensor, as well as for detecting the reflected signal. Next, a mini-computer has been used to digitize the signal received from the sensor. This mini-computer was equipped with IoT capabilities, being able to send the sensor information through the Internet. Finally, the power unit was designed. This layer is necessary to feed each of the active layers. After corroborating the proper function of each of the layers separately, they were assembled to make a set

---

of measurements, demonstrating the viability of the whole system. The experimental results present a very small error compared to the characterization obtained through commercial instrumentation kits.





---

## ÍNDICE DE FIGURAS

---

1.	Esquema del sistema final propuesto. . . . .	lvi
1.1.	Esquema del experimento propuesto en [1] para el reconocimiento facial mediante UAVs. . . . .	5
1.2.	Sensores desplegados en la ciudad inteligente de Santander [2]: sensor fijo en una farola (a) y sensor móvil en un autobús (b). . . . .	6
1.3.	Esquema típico de un sistema RFID [3]. . . . .	7
1.4.	Ejemplo de una etiqueta RFID basada en tecnología TDR [3]. . . . .	10
1.5.	Ejemplo de una etiqueta RFID basada en firma espectral [3]. . . . .	11

---

1.6. Ejemplo de una etiqueta RFID sin chip basada en la modulación de amplitud/fase de la señal reflejada [4]. . . . .	12
1.7. Clasificación de los diferentes materiales dependiendo de sus parámetros constitutivos [5]. . . . .	14
1.8. Primeras estructuras metamateriales propuestas por Pendry: estructura de TWs trabajando como metamateriales ENG [6] (a), y estructura de SRRs trabajando como metamateriales MNG [7] (b). . . . .	16
1.9. Primeras estructuras LH combinando TWs y SRRs: estructura unidimensional LH [8] (a), y estructura bidimensional LH [9] (b). . . . .	17
1.10. Representación de los métodos no destructivos [10]: sonda coaxial (a) y espacio libre (b). . . . .	19
1.11. Representación de los métodos destructivos [10]: línea de transmisión (a), cavidad resonante (b) y placas paralelas (c). . . . .	20
1.12. Kit para la caracterización dieléctrica de materiales sólidos 85055A [11]. . . . .	21
1.13. Kit para la caracterización dieléctrica de materiales líquidos 85070E [12]. . . . .	22
1.14. Sensor propuesto por J. Naqui en [13] para medir el desplazamiento angular: esquema (a) y fabricado (b). . . . .	23
1.15. Medida y simulación del sensor propuesto por J. Naqui en [13] para medir el desplazamiento angular. . . . .	24
1.16. Esquema del sensor propuesto por J. J. Martínez-Martínez en [14]. . . . .	25

---

---

1.17. Respuesta del sensor propuesto por J. J. Martínez-Martínez en [14]. . . . .	25
1.18. Sensor para realizar un análisis no invasivo de la glucosa en sangre propuesto por R. J. Buford en [15]: sensor y montaje de medida (a), y sensor siendo utilizado por una persona (b). . . . .	26
1.19. Respuesta del sensor propuesto por R. J. Buford en [15] durante las dos horas de experimento. . . . .	27
2.1. Esquema del sensor propuesto (a) y el protipo fabricado (b). . . . .	31
2.2. Topología del SRR rectangular (a) y su circuito equivalente (b). . . . .	32
2.3. Modelo circuital equivalente del sensor propuesto. . . . .	34
2.4. Parámetros S del sensor propuesto: medidos, simulación electromagnética de onda completa (ADS) y simulación del modelo circuital. . . . .	36
2.5. Coeficientes de transmisión para el sensor en espacio libre (línea sólida azul) y cubierto con un material (5) con un espesor de 0.25 mm (línea discontinua roja), 0.50 mm (línea punteada verde) y 1.00 mm (línea discontinua magenta). . . . .	37
2.6. Líneas de campo magnético para el sensor en espacio libre (a 1.85 GHz) (a) y cubierto con un material (5) con un espesor de 0.25 mm (a 1.75 GHz) (b), 0.50 mm (a 1.70 GHz) (c) y 1.00 mm (a 1.66 GHz) (d). . . . .	38

---

---

2.7.	Desplazamiento frecuencial en función de la permitividad relativa de los sólidos: medidas (círculos azules), simulaciones (línea sólida verde) y la aproximación (línea magenta discontinua). . . . .	42
2.8.	Desplazamiento frecuencial en función del espesor de los materiales con 5 y 7. Las líneas negras discontinuas representan las aproximaciones para la zona lineal de medida. . . . .	43
2.9.	Coeficiente de reflexión del sensor fabricado sin cubrir (línea sólida azul), así como para el sensor cubierto con papel (línea discontinua roja) y con plástico (línea punteada verde). En ambos casos el sensor se encuentra en la zona de saturación. . . . .	46
2.10.	Desplazamiento frecuencial en función del espesor del papel: medidas (línea sólida azul), simulaciones (línea punteada verde) y la aproximación para la zona de medida del espesor. . . . .	47
2.11.	Desplazamiento frecuencial en función del espesor del plástico: medidas (línea sólida azul), simulaciones (línea punteada verde) y la aproximación para la zona de medida del espesor. . . . .	48
2.12.	Coeficiente de transmisión medido del sensor sin proteger y protegido. . . . .	50
2.13.	Desplazamiento frecuencial en función de la permitividad relativa de los líquidos: medidas (círculos azules), simulaciones (línea punteada verde) y la aproximación (línea magenta discontinua) para una variación de la permitividad relativa de 2.45 a 22.5 (a) y de 2.45 a 7 (b). . . . .	54

---

---

2.14. Sensor sumergido en acetona. . . . .	55
2.15. Desplazamiento frecuencial en función de la cantidad de agua (en %) presente en una disolución de etanol-agua. . . . .	56
3.1. Configuración propuesta del sistema de detección. . . . .	61
3.2. Ejemplo de la respuesta del sistema textitcontactless. . . . .	62
3.3. Esquema de la antena lectora: vista lateral (a) y vista superior (b). . . . .	64
3.4. Modelo circuital equivalente del parche de banda ancha. . . . .	65
3.5. Coeficiente de reflexión del parche de banda ancha: medida (línea sólida azul), equivalente circuital (línea sólida roja) y simulación electromagnética (línea sólida naranja). . . . .	67
3.6. Antena lectora fabricada: vista lateral (a) y vista en planta (b). . . . .	68
3.7. Diagrama de radiación medido de la antena lectora a diferentes frecuencias: 1.6 GHz (a), 1.75 GHz (b) y 1.9 GHz (c). . . . .	69
3.8. Esquema del sensor basado en un monopolo cargado con SRRs. . . . .	72
3.9. Circuito equivalente del sensor conectorizado. . . . .	76
3.10. Sensor conectorizado: prototipo fabricado (a) y su coeficiente de reflexión (b). . . . .	77
3.11. Coeficiente de reflexión del sensor midiendo diferentes MUT: simulado (CST) (a) y medido (b). . . . .	79

---

---

3.12. Coeficiente de reflexión simulado (CST) del sistema completo para: diferentes cargas estándar al final de la línea de alimentación del monopolo (      0 mm) (a) y para diferentes valores de      ( <i>stub</i> en cortocircuito al final de la línea de alimentación) (b). . . . .	82
3.13. Distribución de campo simulada (CST) para el sistema completo a la frecuencia de resonancia (1.88 GHz): campo magnético (a) y la corriente de superficie del sensor cortocircuitado (b). . . . .	83
3.14. Equivalente circuital con elementos concentrados del sistema de caracterización completo: antena parche de banda ancha (lector) acoplada al sensor monopolo cargado con SRRs . . . . .	86
3.15. Diseño final del sensor basado en un monopolo cargado con SRR acabado en cortocircuito: Prototipo fabricado (a). Coeficiente de reflexión del sistema completo (b). .	87
3.16. Configuración experimental del sistema de lectura. . .	88
3.17. Coeficiente de reflexión del sistema completo para diferentes MUTs: Simulado (CST) (a). Experimental (b). . . . .	90
3.18. Desplazamiento frecuencial de los materiales sólidos medidos (círculos azules) y la aproximación lineal (línea sólida roja). . . . .	92
3.19. Protección del sensor: SRR sin protección (a). SRR con una protección de 1 mm de espesor de kapton con adhesivo (b). SRR con una protección de 1 mm de espesor de kapton con adhesivo y con el soporte para líquidos fabricado en PLA (c). . . . .	94

---

---

3.20. Medidas del proceso de protección del sensor: en espacio libre (línea sólida azul), protegido con kapton (línea sólida roja) y con el soporte para líquidos (línea sólida amarilla). . . . .	96
3.21. Configuración experimental del sistema de lectura para líquidos. . . . .	97
3.22. Coeficiente de reflexión medido del sistema completo para los diferentes MUTs líquidos. . . . .	97
3.23. Desplazamiento frecuencial de los líquidos medidos (círculos azules) y la aproximación lineal (línea sólida roja). . . . .	98
4.1. Esquema del sistema de caracterización IoT inalámbrico propuesto. . . . .	104
4.2. Diagrama de capas del lector IoT. . . . .	105
4.3. Esquema del sistema biestático. . . . .	106
4.4. Parámetros S medidos de las antenas lectoras (a) y de las antenas del sensor (b). . . . .	110
4.5. Coeficientes de transmisión medidos de la capa radiante para los diferentes líquidos. . . . .	112
4.6. Esquema general del generador de señal. . . . .	113
4.7. Configuración del generador triangular de señal (a) y la señal triangular medida (b). . . . .	115
4.8. Generador de señal fabricado (a) y el espectro medido en unidades de potencia a su salida (b). . . . .	116
4.9. Esquema general del detector de señal. . . . .	117

---

---

4.10. Diagrama de bloques del amplificador balanceado de banda ancha. . . . .	117
4.11. Diagrama esquemático del circuito de los dos amplificadores de RF. . . . .	118
4.12. Esquema del divisor de potencia Wilkinson de tres etapas. . . . .	119
4.13. Amplificador de RF balanceado fabricado. . . . .	119
4.14. Parámetros S medidos del amplificador de banda ancha fabricado. . . . .	120
4.15. Esquema (a) y prototipo fabricado del SDD (b). . . . .	121
4.16. Caracterización del SDD propuesto. Coeficiente de reflexión medido ( ) (a) y el voltaje detectado en función de la potencia para 1.6, 1.75 y 1.9 GHz (b). . . . .	122
4.17. Pines utilizados y circuitos de acondicionamiento de señal para la placa de Arduino MKR1000. . . . .	124
4.18. Modelo de pila del protocolo (a), protocolo de comunicación en una situación normal (b) y en una situación donde se envía un comando incorrecto por parte del cliente (c) . . . . .	126
4.19. Diagrama de flujo del programa del lector IoT (servidor). . . . .	128
4.20. Demostrador experimental incluyendo todos los elementos del sistema inalámbrico completo. . . . .	129
4.21. Medidas del sistema inalámbrico completo (señales recibidas por el cliente). . . . .	131
4.22. Diferencia de tiempo ( ) de los líquidos medidos (círculos azules) y la aproximación lineal (línea sólida roja). . . . .	132

---



4.23. Esquema del sistema IoT <i>contactless</i> de caracterización propuesto. . . . .	133
4.24. Diagrama de capas del lector IoT <i>contactless</i> . . . . .	134
4.25. Esquemático general del sistema de caracterización IoT <i>contactless</i> propuesto. . . . .	136
4.26. Medidas del circulador: coeficientes de transmisión y reflexión (a), y aislamiento (b). . . . .	137
4.27. Demostrador experimental del sistema <i>contactless</i> incluyendo todos los elementos. . . . .	138
4.28. Medidas del sistema completo: señal de sincronización y medida en espacio libre (a), máximos en el barrido creciente de todas las muestras medidas (b) y máximos en el barrido decreciente de todas las muestras medidas (c). . . . .	140
4.29. Diferencia de tiempo ( ) de las muestras medidas (círculos azules) y la aproximación (línea sólida roja) para el sistema <i>contactless</i> completo. . . . .	141
5.1. Unión de la biotina y la estreptavidina mediante un bioproceso [16] en un sensor basado en SRRs. . . . .	152
5.2. Sensor de gas propuesto: planta (a) y alzado (b). . . . .	153



---

## ÍNDICE DE TABLAS

---

2.1. Permitividad relativa de los materiales sólidos medida con el kit de verificación 85055A. . . . .	41
2.2. Permitividad relativa de los materiales sólidos medida con el kit de verificación 85070E. . . . .	51
3.1. Resultados medidos del ancho de haz a - 3 dB, de los máximos niveles de polarización contrapolar y de la ganancia de la antena lectora. . . . .	70
3.2. Frecuencia de resonancia medida del sensor monopolo para diferentes MUTs. . . . .	78
3.3. Frecuencia de resonancia medida del sistema completo para diferentes MUTs. . . . .	89

---

3.4. Frecuencia de resonancia medida del sistema completo para diferentes MUTs líquidos. . . . .	95
4.1. Frecuencia de resonancia medida del coeficiente de transmisión ( ) para la capa radiante de varios líquidos. . . . .	111
4.2. Resultados obtenidos por el sistema de caracterización completo. . . . .	130
4.3. Resultados obtenidos con el sistema de caracterización <i>contactless</i> completo. . . . .	139
5.1. Comparativa entre el estado del arte y los sensores propuestos. . . . .	149

---

## LISTA DE ACRÓNIMOS

---

ADC	Analog-to-Digital Converter
APBM	Amplitude/Phase Backscatter Modulation
CPW	Coplanar Waveguide
DNG	Double-Negative Materials
DPS	Double-Positive Materials
ELC	Electric-LC
ENG	Epsilon-Negative Materials
IA	Impedance Analyzer
IC	Integrated Circuit
IoT	Internet of Things
IoT-R	IoT Reader

---

IP	Internet Protocol
LH	Left-Handed
LoS	Line-of-Sight
MIW	Magnetoinductive-Wave
MNG	Mu-Negative Materials
MUT	Material Under Test
OA	Operational Amplifier
PLA	Polylactic Acid
RF	Radiofrecuencia
RFID	Radio Frequency IDentification
RH	Right-Handed
Rx	Recepción
SDD	Schottky Diode Detector
SLPA	Stub-Loaded Patch Antenna
SMA	SubMiniature version A
SRR	Split-Ring Resonator
SS	Spectral Signature
ss-DNA	single-stranded Deoxyribonucleic Acid
SSRR	Square Split Ring Resonator
TCP	Tranmission Control Protocol
TDR	Time Domain Reflectometry
TW	Thin-Wire
Tx	Transmisión
UAV	Unmanned Aerial Vehicle

---

UCSD	Universidad de California San Diego
VCO	Voltage Controlled Oscillator
VNA	Vector Network Analyzer





---

## PREFACIO / PRÓLOGO

---

En los últimos años, la comunidad científica ha realizado un gran esfuerzo para desarrollar sensores electromagnéticos o de radiofrecuencia (RF) [16–25]. En concreto, los sensores basados en partículas metamateriales han estado teniendo un impacto creciente [16,20]. Este tipo de sensores presenta una gran versatilidad a la hora de medir diferentes parámetros [26]. El principio de medida puede ser aplicado a distintos ámbitos, tales como el desplazamiento angular y velocidad [13], biológicas [27], estrés o tensión [28], y presión [29], entre otras. Sin embargo, recientemente, se ha reportado una demanda creciente a la hora de obtener la permitividad relativa de diferentes materiales [18,30,31]. En la literatura se pueden encontrar varias técnicas basadas en la detección de cambios producidos en la respuesta en frecuencia debido a la presencia de diferentes materiales [15,16,26,32–34]. Estas técnicas han sido aplicadas, en los últimos años, a diferentes campos como la biología o la química [15,35], entre otros. Una de estas aplicaciones emergentes es la detección y caracterización de líquidos en tiempo real. Por ejemplo, resulta de utilidad para realizar análisis genéticos [36] o para determinar la composición de diferentes disoluciones binarias, como etanol y agua [37]. Además, también resulta interesante su apli-

cación para la detección y determinación de materiales sólidos y sus espesores [38–40].

Hoy en día, existen múltiples técnicas para la caracterización de la permitividad. Estas técnicas pueden ser divididas en dos grupos distintos: métodos destructivos y no destructivos. Los métodos destructivos destruyen o modifican la muestra después de realizar la medida, mientras que con un método no destructivo la muestra sigue estando disponible con sus propiedades iniciales después de realizar la medida, haciendo que sea reutilizable. Algunas de estas medidas destructivas se realizan con químicos, líneas de transmisión o cavidades resonantes. Por ejemplo, el método de la línea de transmisión es considerado destructivo porque se debe situar una porción del material bajo medida (MUT, por sus siglas del inglés, *Material Under Test*) en la línea de transmisión, ajustándose a unas dimensiones particulares. Sucede lo mismo con el método de la cavidad resonante, donde debe situarse una sección del MUT dentro de la cavidad [31]. Dentro del grupo de los métodos no destructivos se pueden encontrar varias técnicas [18, 31], como por ejemplo el método de la sonda coaxial o el del espacio libre, entre otros. Los métodos no destructivos son más rápidos y baratos de implementar y fabricar.

Los sensores propuestos en esta tesis doctoral realizan ese análisis en tiempo real basado en el desplazamiento de la frecuencia de resonancia de resonadores electromagnéticos. En particular, la tecnología presentada en este trabajo está inspirada en resonadores *Split-Ring Resonator* planares (SRR, por sus siglas del inglés). Un SRR está compuesto por dos anillos metálicos con dos aperturas en direcciones opuestas. El SRR fue introducido por Pendry a finales de los años 90 [7], sin embargo, las primeras estructuras metamateriales utilizan

do SRRs fueron implementadas en el año 2000 por Smith [8] utilizando una red 3D de cables finos y un array periódico de SRRs. Más tarde, esas estructuras fueron implementadas en tecnología planar combinando líneas de transmisión junto con SRRs [41, 42].

Los circuitos impresos basados en SRRs son unas estructuras realmente interesantes para aplicaciones de caracterización debido a su bajo coste, rápida respuesta, alta sensibilidad y selectividad [20, 43–46]. En concreto, estas estructuras pueden ser utilizadas para medir la permitividad de materiales sólidos y líquidos al relacionar la frecuencia de resonancia de los SRRs con la permitividad relativa del MUT de forma no destructiva. Además, este tipo de estructura también resulta útil a la hora de medir el espesor de materiales [47–49]. En la literatura se pueden encontrar SRRs para aplicaciones de detección de espesores trabajando en las bandas de THz [47], ondas milimétricas [48] y decenas de GHz [49]. Sin embargo, en estos trabajos el rango de detección está por debajo de las 50 m. Por este motivo, en esta tesis se propone un sensor trabajando en la banda baja de GHz, ya que permite la detección de espesores de entre 100 m y 1 mm aproximadamente, tal y como se demostrará posteriormente. Este nuevo rango de medida podría resultar interesante para otras aplicaciones, por ejemplo para el control de calidad en aeronáutica, en la construcción o para sustratos de radiofrecuencia (RF).

La detección de agentes biológicos y químicos representan unas de las áreas de mayor interés a la hora de utilizar sensores basados en SRR [15, 35]. Algunos químicos son nocivos para la salud y, por lo tanto, su detección es crucial. En las últimas publicaciones, se han añadido técnicas de microfluídica a este tipo de sensores [50–55]. La idea principal es conducir el líquido a través de unos canales situados

dentro de las partes más sensibles de los SRR con el objetivo de detectar la sustancia de interés. Sin embargo, en otras aplicaciones, resulta interesante sumergir el sensor directamente en líquidos sin necesidad de utilizar canales de microfluídica. A pesar de que la microfluídica representa una tecnología más compleja que el sensor propuesto, la cantidad de líquido necesaria es mucho menor. Este es un hecho importante en aplicaciones donde la cantidad de muestra es reducida, como para la caracterización de fluidos biológicos. Sin embargo, en aplicaciones industriales, como por ejemplo para la medida de aceites y disolventes, la cantidad de muestra es lo suficientemente grande como para que el sensor pueda ser sumergido directamente. Esto reducirá la complejidad y el coste de fabricación. Además, la medida de diferentes líquidos será más fácil y rápida. En ese sentido, y después de conocer todas estas necesidades, en [56] se presentó un sensor electromagnético impreso basado en SRRs trabajando por debajo de los 2 GHz. Por lo tanto, se obtuvo un sensor completamente planar y de bajo coste. Primeramente, resulta adecuado para determinar el espesor de materiales delgados. Además, puede ser utilizado para caracterizar la permitividad de materiales sólidos y líquidos en tiempo real y de forma no destructiva. El Capítulo 2 de esta tesis doctoral trata esa publicación.

Una clara ventaja que presentan este tipo de sensores es que pueden ser fácilmente integrados con antenas, resultando en dispositivos inalámbricos (por ejemplo, [24,25]). Una de las tendencias actuales en sensores electromagnéticos es el uso de identificación por radiofrecuencia (RFID, por sus siglas del inglés, *Radio Frequency IDentification*). Un sistema RFID típico está formado por dos elementos: el lector y los *tags* o etiquetas (traducción que suele adoptarse en castellano) [57].

Cada etiqueta contiene un código de identificación único. El lector interroga a las etiquetas situadas dentro del rango de lectura, y las etiquetas responden al lector con sus códigos de identificación. Para poder seguir este protocolo de operación, la mayoría de las etiquetas contienen dos elementos: una antena y un chip RFID. Durante la última década se han propuesto sensores inalámbricos basados en chips RFID [58–63]. Sin embargo, la inclusión de chips RFID incrementa el precio de las etiquetas y de los sensores, limitando su éxito en la industria. Por esta razón, recientemente se han propuesto etiquetas RFID y sensores pasivos sin chips [3, 33, 64–66]. A pesar de sus limitaciones, por ejemplo, un rango de lectura más corto y una cantidad de bits o información más limitada que en los sensores RFID con chip, los sensores sin chip representan una alternativa más simple y barata para la detección pasiva, y la mejor solución para sensores desechables.

Con respecto a la tecnología del sensor, una gran parte de estos sistemas de sensado, basados en sensores pasivos y electromagnéticos, típicamente codifican la información medida en el dominio de la frecuencia o del tiempo. Comúnmente, los sistemas sin chip trabajando en el dominio de la frecuencia aprovechan elementos resonantes para codificar la información [67–71]. En ese sentido, se podrían utilizar SRRs para realizar esa función. En el caso de antenas, estas partículas permiten la aparición de nuevas frecuencias de resonancia [72, 73] añadiendo funcionalidades adicionales. Sin embargo, su alto factor de calidad limita su ancho de banda de trabajo y su aplicación en muchos sistemas de comunicación. A pesar de esto, la combinación de antenas junto con SRRs resulta interesante para aplicaciones de sensado. Además, en entornos de laboratorio o industriales, el proceso de medida a menudo resulta peligroso para la salud del usuario,

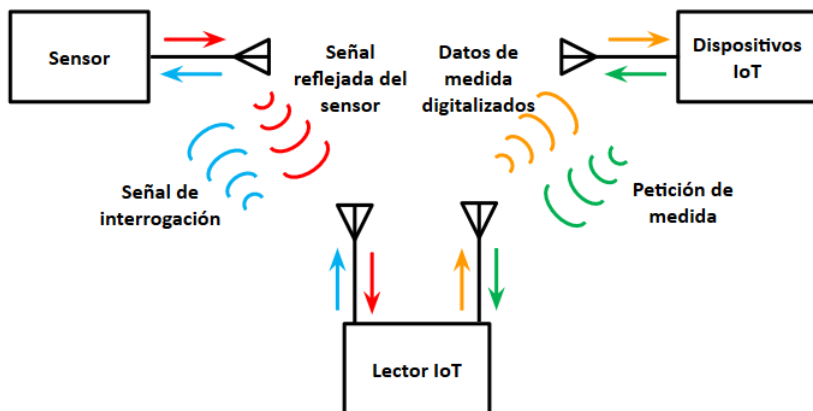
causando daños cuando éste es expuesto al MUT. Por este motivo, resulta interesante desarrollar técnicas que permitan leer esos sensores a una distancia segura, permitiendo monitorizar el proceso de medida de manera remota. En ese sentido, la gran mayoría de los trabajos previos presentan soluciones cableadas, pero resulta difícil encontrar sensores reutilizables *contactless* o sin contacto (traducción habitual en castellano). En ese sentido, en el Capítulo 3 se expone un sistema de lectura sin contacto, incluyendo una antena lectora y un sensor pasivo totalmente planar sin electrónica adicional. Este Capítulo surge de [74].

Sin embargo, la gran mayoría de los trabajos previos tan solo se centran en la parte del sensor, ignorando por completo el lector. Esta filosofía conlleva al uso de equipos de laboratorio de uso general, de alto coste y complejidad y que, generalmente, solo pueden ser utilizados por personal cualificado para poder obtener la respuesta del sensor. Por estos motivos, el desarrollo de sistemas de lectura específicos para sensores electromagnéticos representa un factor crucial para el éxito de esta tecnología.

Tal y como se ha comentado previamente, este tipo de sensores pueden ser diseñados como dispositivos inalámbricos completamente pasivos. Estas características hacen que estos sensores sean unos buenos candidatos para el Internet de las Cosas (IoT, por sus siglas del inglés, *Internet of Things*). El IoT es la conexión de elementos físicos con redes de comunicación (por ejemplo, Internet) que permite a esos elementos recolectar e intercambiar datos [75]. Esta infraestructura global representa el siguiente paso hacia la digitalización de nuestra sociedad y economía [75–79]. El desarrollo de sistemas de sensores con redes y capacidades en la nube es crucial para el establecimiento final

del IoT [76–79]. En la literatura se pueden encontrar algunas propuestas recientes de sensores, interfaces y plataformas para el IoT [80–85]. Esos trabajos muestran aplicaciones muy interesantes del IoT en diferentes áreas, tales como procesos industriales [80, 81], domótica [82] o para la salud y telemedicina [83–85]. Sin embargo, hasta donde el autor conoce, no existen plataformas IoT para leer la respuesta de sensores electromagnéticos, pasivos e inalámbricos.

Por ese motivo, en esta tesis doctoral, se ha propuesto un novedoso lector IoT (IoT-R, por sus siglas del inglés, *Internet of Things Reader*) para sensores electromagnéticos, pasivos e inalámbricos. Este esquema de lectura podrá ser utilizado para interrogar a los sensores dentro de un enlace inalámbrico (Figura 1). El IoT-R propuesto está basado en un innovador esquema de capas presentado por primera vez en este trabajo. La implementación de esta propuesta resulta en una solución portable, fácil de utilizar y de bajo coste. Además, la inclusión de capacidades IoT al lector permite realizar medidas de forma remota, desde un ordenador o desde dispositivos portátiles (*tablet*, *smartphone*,...). Con la tecnología propuesta también surgen otras aplicaciones tales como el almacenamiento automático en la nube, o la computación en la nube (por ejemplo, el postprocesado en la nube de los datos enviados por el lector). La operación remota del IoT-R es completamente automatizada y eficiente, reduciendo posibles errores humanos en la adquisición, procesado y almacenamiento de los datos del sensor. En esta tesis se presenta una implementación completa del IoT-R para sensores inalámbricos. El objetivo es mostrar un demostrador completamente funcional de la tecnología propuesta. Este demostrador se utilizará para obtener de forma remota la permitividad dieléctrica de líquidos, pero se podría aplicar la misma idea para



**Figura 1:** Esquema del sistema final propuesto.

obtener otro tipo de magnitudes simplemente adaptando el sensor. Finalmente, se ha diseñado y fabricado una implementación completa del IoT-R para la aplicación propuesta y, además, se ha realizado la medida remota de diferentes líquidos, obteniendo una medida precisa de su permitividad dieléctrica.

El desarrollo del demostrador propuesto ha resultado ser un gran desafío, ya que se han integrado varias tecnologías de una manera eficiente para cumplir los objetivos del trabajo, obteniendo un IoT-R de bajo coste. Cabe destacar que tanto el sistema de sensado propuesto como el IoT-R basado en el esquema de capas, representan las contribuciones más importantes del trabajo, ya que estos paradigmas pueden ser aplicados a cualquier sistema de sensores electromagnéticos e inalámbricos, resultando en aplicaciones de bajo coste y totalmente funcionales. Este trabajo se publicó en [86] dando lugar al Capítu-



lo 4 de esta tesis. En esa publicación se utilizó el sensor sumergible propuesto en [56] para mostrar la validez de los esquemas propuestos. El sensor fue conectado a unas antenas y, en consecuencia, el IoT-R es capaz de detectar la señal reflejada del sensor, la cual depende de la sustancia bajo medida. Además, se ha diseñado una interfaz de RF específica para interrogar al sensor. Los diferentes circuitos que componen esta interfaz de RF han sido optimizados para la aplicación, consiguiendo una solución de bajo coste y compacta. Luego, la señal detectada es digitalizada y transmitida a través de Internet. Para implementar esas funciones se ha utilizado un mini-ordenador de bajo coste. Además, se ha diseñado e implementado un protocolo de comunicaciones específico, montado sobre la pila TCP/IP (por sus siglas del inglés, *Transmission Control Protocol/Internet Protocol*) para conseguir la detección remota a través de Internet. Finalmente, se propone un método para obtener la permitividad dieléctrica a partir de las señales enviadas a través de Internet. Este enfoque es más elaborado que la medida directa con instrumentación de laboratorio (como en [56]). Por otro lado, en el Capítulo 4 también se incluye un lector para el sensor publicado en [74], siguiendo la misma filosofía.

Por lo tanto, el objetivo final de este trabajo es implementar un sistema de detección inalámbrico completo e integrado con el IoT. La idea es que este sistema sea compatible con cualquier tipo de sensor trabajando en el dominio de la frecuencia y que, por lo tanto, se puedan llegar a medir diferentes magnitudes con solo cambiar el tipo de sensor. Además, se pretende demostrar la viabilidad del sistema realizando diferentes medidas: detección de espesores, caracterización de la permitividad de sólidos y caracterización de la permitividad de líquidos sin necesidad de microfluídica. El esquema que sigue el sistema

completo se muestra en la Figura 1. Para lograr el objetivo propuesto, en primer lugar se propone, en el Capítulo 2, un sensor trabajando en transmisión, basado en una línea *microstrip* cargada con SRRs. En ese Capítulo el sensor ha sido directamente cableado a un analizador de redes para tomar sus medidas, demostrando la validez de dicha tecnología para las aplicaciones propuestas. En segundo lugar, en el Capítulo 3 se propone un sensor trabajando en reflexión, basado en un monopolo cargado con SRRs. En ese Capítulo se utiliza una antena tipo parche conectada a un analizador de redes para leer la respuesta del sensor dentro de un enlace de campo cercano (aproximadamente 1 cm), evitando cualquier tipo de conectorización en el mismo. En tercer lugar, en el Capítulo 4 se proponen dos esquemas e implementaciones del IoT-R para la lectura de ambos sensores, incluyendo: la interfaz de RF (realizando las funciones de generación y detección de la señal), la capa radiante, el mini-ordenador (realizando la digitalización de la señal e incluyendo las funcionalidades IoT) y la unidad de potencia, para alimentar a cada una de las capas. Además, en ese Capítulo se demuestra la viabilidad del sistema completo realizando medidas de permitividad de diferentes líquidos. Finalmente, la tesis se completa con el Capítulo 5, donde se exponen las conclusiones y líneas futuras de trabajo surgidas de esta tesis doctoral.

---

---



# CAPÍTULO 1

---

## ESTADO DEL ARTE

---

En este Capítulo se pretende dar una visión global de las tecnologías implicadas en la realización de esta tesis doctoral. En primer lugar se definirá el término IoT y, además, se presentarán algunos ejemplos en los cuales la comunidad científica ha estado trabajando recientemente. En segundo lugar, se hablará del RFID, una técnica muy ligada al IoT. Se presentará tanto el esquema típico del RFID así como los diferentes tipos de etiqueta sin chip que se pueden encontrar en la literatura. A continuación, se hablará del concepto de metamaterial y de su evolución, ya que los sensores presentados en esta tesis están basados en ese tipo de partículas. En cuarto lugar, se expondrán varios de los métodos más conocidos a la hora de caracterizar la permitividad dieléctrica de materiales sólidos y líquidos, con el objetivo de tener una visión global de los mismos. Finalmente, se presentarán varios ejemplos de sensores basados en partículas metamateriales midiendo todo tipo de magnitudes (mecánicas, físicas, biológicas, etc.).

### 1.1 Internet of Things (IoT)

El IoT es una red de dispositivos físicos (vehículos, electrodomésticos y otros elementos integrados con componentes electrónicos), software, sensores, actuadores y conectividad que les permite conectarse entre ellos e intercambiar datos. La próxima revolución en la era de la informática estará fuera del ámbito de la visión tradicional [75, 76, 79]. En el paradigma del IoT, la mayoría de los objetos que hoy en día nos rodean estarán conectados en la red de una forma u otra. La implantación de la tecnología RFID y las redes de sensores aumentará para cumplir con este nuevo desafío, en el que los sistemas de información y comunicación se integran de forma invisible en el entorno que nos rodea. Esto se traduce en la generación de enormes cantidades de datos que deben almacenarse, procesarse y presentarse de forma transparente, eficiente y fácilmente interpretable. Este modelo consistirá en servicios y productos básicos, y que se entregarán de manera similar a los productos tradicionales. La computación en la nube puede proporcionar la infraestructura virtual necesaria para integrar dispositivos de monitorización o captación de datos, dispositivos de almacenamiento, herramientas de análisis, plataformas de visualización y entrega a clientes. Este modelo permitirá el suministro de servicios punto a punto para que las empresas y los usuarios puedan acceder a las aplicaciones bajo demanda desde cualquier lugar [77, 78, 80–83].

En relación a lo expuesto previamente, surgen multitud de aplicaciones donde el IoT tiene un fuerte impacto: vigilancia [1, 87], monitorización del medio ambiente [88, 89], monitorización de ciertos parámetros o constantes vitales para controlar la salud de las personas [90, 91], transporte inteligente [92, 93], ciudades inteligentes [2, 94] y agricultura inteligente [95, 96], entre otras. A continuación, se pre-

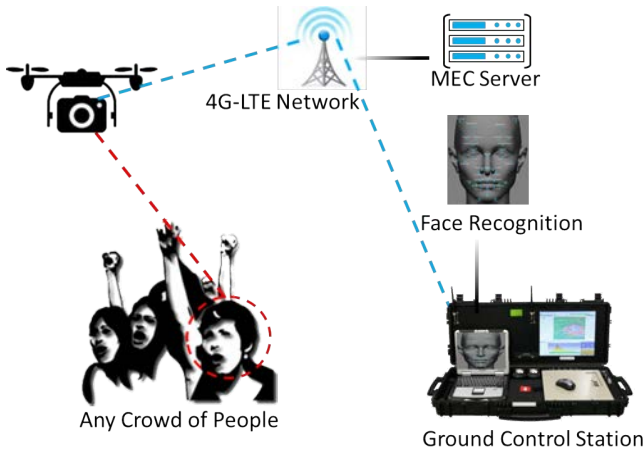
---

## 1.1. INTERNET OF THINGS (IOT)

---

sentan dos propuestas muy distintas basadas en el paradigma IoT.

N. H. Motlagh propone en [1] dotar a los vehículos aéreos no tripulados (UAVs, por sus siglas del inglés, *Unmanned Aerial Vehicle*) de dispositivos IoT remotos controlables. De esta manera se dispondría de una plataforma UAV basada en el concepto IoT surcando el cielo. En concreto, en el trabajo de N. H. Motlagh se propone una aplicación donde los UAVs sean capaces de realizar reconocimiento facial en lugares públicos abarrotados de personas (estadios, conciertos, etc.). De esta manera se podrían anticipar crímenes mediante la detección y el reconocimiento de criminales entre la multitud de personas. La Figura 1.1 muestra el esquema propuesto por N. H. Motlagh en [1].



**Figura 1.1:** Esquema del experimento propuesto en [1] para el reconocimiento facial mediante UAVs.

L. Sanchez propone en [2] diferentes escenarios para convertir Santander en una ciudad inteligente. En [2] se propone el uso tanto de



(a)



(b)

**Figura 1.2:** Sensores desplegados en la ciudad inteligente de Santander [2]: sensor fijo en una farola (a) y sensor móvil en un autobús (b).

dispositivos fijos como móviles interactuando entre ellos. En ese trabajo se proponen varias aplicaciones: monitorización de la contaminación ambiental (midiendo la calidad del aire), monitorización de la ocupación de espacios de estacionamiento al aire libre en las calles del centro de la ciudad (mediante sensores enterrados bajo el asfalto), y un sistema de riego inteligente en parques y jardines (midiendo la temperatura y humedad del aire, la temperatura y humedad de la tierra, la humedad de las hojas y la lluvia). La Figura 1.2a muestra uno de los sensores fijos en una de las farolas del sistema de alumbrado de Santander, mientras que en la Figura 1.2b se puede observar uno de los sensores móviles instalados en uno de los autobuses públicos de la ciudad.

### 1.2 Radio Frequency Identification (RFID)

El RFID es una técnica inalámbrica de captura de datos que utiliza ondas de RF para la identificación automática de objetos. Se utiliza para la transmisión de datos entre un dispositivo identificador, llamado etiqueta, y un interrogador o lector [57,97].

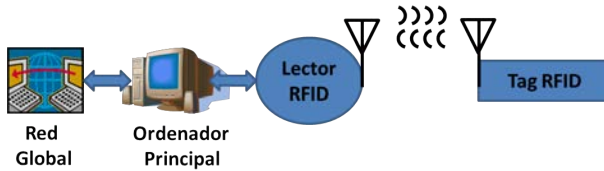


---

## 1.2. RADIO FREQUENCY IDENTIFICATION (RFID)

---

En la Figura 1.3 se muestra un sistema RFID típico. Este sistema está formado por tres componentes principales: un lector o interrogador, que envía las señales de interrogación a todas las etiquetas RFID dentro de su alcance, las cuales deben identificarse; una etiqueta RFID o transpondedor, que contiene el código de identificación único; y un *software*, que mantiene la interfaz y el protocolo de *software* para codificar y decodificar los datos de identificación en un ordenador. El lector solo puede leer las etiquetas dentro de la zona de interrogación de éste. El lector, generalmente, se conecta a un ordenador principal, que realiza un procesamiento de señal adicional, y muestra la identidad de la etiqueta [98]. Este ordenador principal también puede conectarse, a través de Internet, a otra red global.



**Figura 1.3:** Esquema típico de un sistema RFID [3].

Generalmente, las etiquetas RFID están compuestas por una antena y un circuito integrado (IC, por sus siglas del inglés, *Integrated Circuit*) [97]. El IC realiza todo el procesamiento de datos y se alimenta extrayendo energía de la señal de RF de interrogación transmitida por el lector. Estas etiquetas se clasificarían como semiactivas. Por otro lado, existen las etiquetas activas, las cuales tienen una fuente de alimentación integrada (por ejemplo, baterías). Finalmente, también existen las etiquetas pasivas, las cuales no realizan ningún tipo de conversión de energía. Las etiquetas RFID pasivas presentan precios

mucho más bajos a costa de tener un rango de lectura más reducido (hasta unos 3 metros) en comparación con las etiquetas semiactivas o activas, donde el rango de lectura es mucho más elevado (hasta los 100 metros).

El coste total del sistema RFID depende, en gran medida, del coste de la etiqueta, la cual depende del coste de su IC [99]. Por este motivo, en los últimos años se ha realizado un gran esfuerzo para desarrollar etiquetas RFID sin ICs o *chipleless*, lo que supondría eliminar el elemento más costoso.

Basándose en la literatura, se pueden identificar tres tipos generales de etiquetas RFID sin chips:

- Basadas en reflectometría en el dominio del tiempo (TDR, por sus siglas del inglés, *Time-Domain Reflectometry*)
- Basadas en firma espectral (SS, por sus siglas del inglés, *Spectral Signature*)
- Basadas en la modulación de amplitud/fase de la señal reflejada (APBM, por sus siglas del inglés, *Amplitude/Phase Backscatter Modulation*)

En los sistemas RFID que emplean etiquetas sin chip basados en TDR, el lector interroga a la etiqueta mediante una señal en forma de pulso y, posteriormente, recibe los ecos de este pulso reflejados por la etiqueta. Siguiendo esta filosofía, se genera un tren de pulsos que puede ser utilizado para codificar datos.

Las ventajas que presenta esta tecnología es que es de bajo coste y que posee un gran rango de lectura en comparación a otras etiquetas sin chip [3], es decir, presenta una gran capacidad para ser funcional

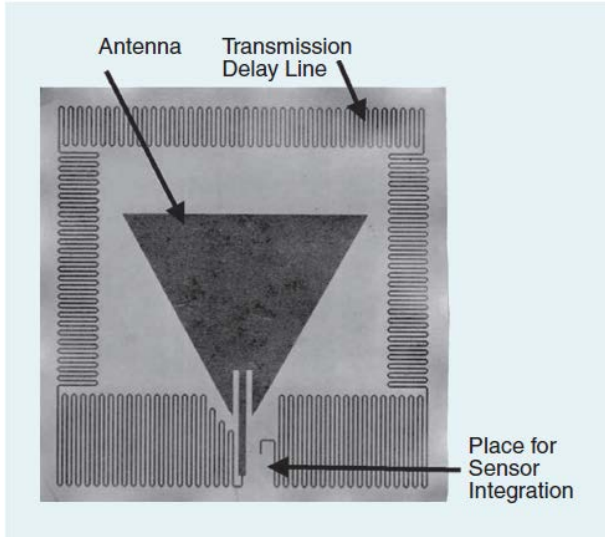
a largas distancias, siendo inalámbrica. Por otro lado, las desventajas que presenta esta tecnología es que en el dominio del tiempo no es posible almacenar muchos bits, y el emisor del pulso precisa de un ancho de banda elevado (pero más acotado respecto al método de la firma espectral), ya que debe generar pulsos estrechos en el tiempo.

La Figura 1.4 muestra una etiqueta sin chip basada en una línea de retardo [3] implementada en tecnología *microstrip*. En este caso, la etiqueta es excitada por un pulso electromagnético de corta duración en el tiempo. La etiqueta recibe el pulso de interrogación, y este es reflejado en varios puntos de la línea *microstrip* generando múltiples ecos del pulso. El tiempo de retardo entre los ecos está determinado por la longitud de la línea de retardo entre las discontinuidades. A pesar de que se han reportado multitud de trabajos basados en esta tecnología, solo se han codificado con éxito 4 bits de datos [3], lo cual demuestra el limitado potencial de esta técnica.

Las etiquetas RFID sin chip basadas en firma espectral codifican los datos en el dominio de la frecuencia utilizando estructuras resonantes. Normalmente se asocia cada bit con la presencia o ausencia de un pico resonante a una frecuencia determinada en el espectro.

Las ventajas que presentan estas etiquetas es que son completamente planares, robustas, presentan una mayor capacidad para almacenar datos que otras etiquetas sin chip, y son de bajo coste. Por otro lado, las desventajas que presentan es que requieren de un gran rango del espectro para codificar los datos, son sensibles en cuanto a su orientación, el tamaño, y que requieren de componentes de RF de banda ancha en el lector RFID.

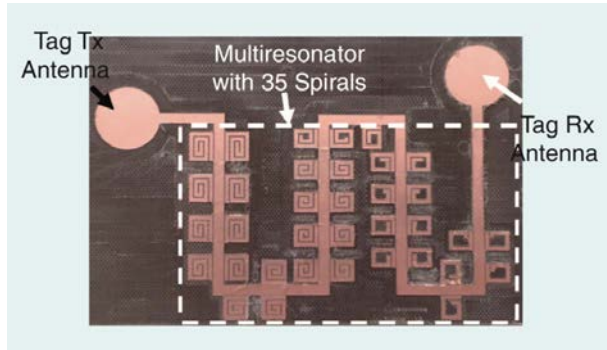
La Figura 1.5 muestra un ejemplo de una etiqueta sin chip basada en la técnica de la firma espectral. En concreto, se trata de una



**Figura 1.4:** Ejemplo de una etiqueta RFID basada en tecnología TDR [3].

etiqueta RFID sin chip compuesta por múltiples resonadores. Este tipo de etiqueta fue diseñado y patentado por S. Preradovic y N. C. Karmakar en [100]. Está compuesto por tres elementos principales: las antenas de transmisión (Tx) y recepción (Rx), y de un circuito multiresonante. En este caso la etiqueta es interrogada por el lector realizando un barrido frecuencial de onda continua. Cuando la señal de interrogación llega a la antena Rx se propaga a través del circuito multiresonante. Este circuito codifica los bits de datos (35 bits en este caso particular) utilizando resonadores en espiral. Después de pasar a través del circuito multiresonante, la señal contiene una única firma espectral (correspondiente a la etiqueta) y es transmitida de vuelta al

lector.



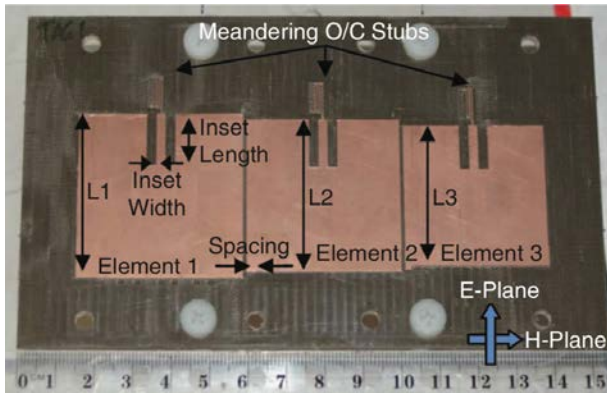
**Figura 1.5:** Ejemplo de una etiqueta RFID basada en firma espectral [3].

El tercer tipo de etiqueta codifica los datos al variar la amplitud o la fase de la señal reflejada en base a la carga de la antena de la etiqueta. Las ventajas que presenta este tipo de tecnología es que opera sobre un ancho de banda muy estrecho, y que presenta una arquitectura muy simple. Por otro lado, las desventajas que presenta es que no es capaz de detectar muchos bits, y que la codificación de los datos suele hacerse mediante elementos concentrados, lo que incrementará el coste.

La Figura 1.6 muestra una etiqueta RFID basada en la fase de la señal reflejada. En concreto, esta etiqueta fue propuesta por I. Balbin en [4], y está compuesta por varias antenas parche cargadas con *stubs* (SLPA, por sus siglas del inglés, *Stub-Loaded Patch Antenna*). Estas antenas están diseñadas a diferentes frecuencias, y el número de bits depende directamente del número de antenas. En este caso la etiqueta es interrogada por el lector, transmitiendo  $n$  señales de onda continua

a  $n$  frecuencias, correspondiéndose con las frecuencias de trabajo de cada una de las antenas parche que forman la etiqueta. Finalmente, la señal reflejada por la etiqueta es leída por el lector, y se detectará una secuencia de bits utilizando la diferencia relativa de la fase. Esta fase relativa se refiere a la diferencia de fase entre las señales del plano E y el plano H recibidas en el lector.

Cabe destacar que actualmente el desarrollo de etiquetas RFID sin chip es un tema candente entre la comunidad científica y, por lo tanto, se están realizando muchas publicaciones al respecto [101–105].



**Figura 1.6:** Ejemplo de una etiqueta RFID sin chip basada en la modulación de amplitud/fase de la señal reflejada [4].

### 1.3 Metamateriales

Los metamateriales electromagnéticos son ampliamente definidos como estructuras electromagnéticas homogéneas, efectivas y artificiales, con propiedades inusuales difíciles de encontrar en la naturaleza. Una estructura efectiva y homogénea es una estructura cuyo tamaño

---

### 1.3. METAMATERIALES

---

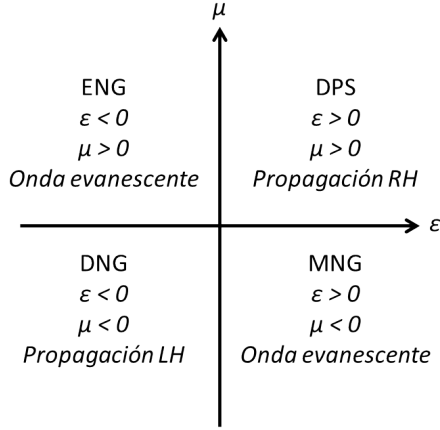
de celda es mucho menor que la longitud de onda guiada,  $\lambda_g$ .

Esta es una definición muy amplia que puede incluir varias estructuras, normalmente fabricadas incluyendo algunos elementos o inhomogeneidades a ciertos medios. En el presente trabajo se utilizará el término metamaterial electromagnético asociado a un grupo de estructuras más restringido: los materiales creados de forma artificial con parámetros constitutivos negativos.

La Figura 1.7 muestra la clasificación de los diferentes materiales en función de sus propiedades constitutivas macroscópicas: permitividad ( $\epsilon$ ) y permeabilidad ( $\mu$ ). La mayoría de los materiales que se pueden encontrar en la naturaleza (por ejemplo, dieléctricos) presentan parámetros constitutivos positivos ( $\epsilon > 0$  y  $\mu > 0$ ). Por este motivo son llamados *Double-Positive materials* (DPS). Los materiales con permitividad negativa y permeabilidad positiva ( $\epsilon < 0$  y

$\mu > 0$ ) son llamados *Epsilon-Negative materials* (ENG). A ciertas frecuencias algunos plasmas exhiben esas características. Por otro lado, los materiales con permitividad positiva y permeabilidad negativa ( $\epsilon > 0$  y  $\mu < 0$ ) son conocidos como *Mu-Negative mediums* (MNG). A ciertas frecuencias las ferritas presentan este comportamiento. Finalmente los materiales con parámetros constitutivos negativos ( $\epsilon < 0$  y  $\mu < 0$ ) son denominados *Double-Negative materials* (DNG). Hasta ahora, no ha sido posible encontrar ese tipo de materiales en la naturaleza, y solo se pueden obtener de forma artificial.

Es importante destacar que la propagación de ondas electromagnéticas solo es posible a través de los materiales DPS y DNG [5]. En el primer caso, el campo eléctrico, el campo magnético y el vector de propagación siguen la regla de la mano derecha. En este caso, la constante de propagación es positiva ( $k > 0$ ), lo que significa que



**Figura 1.7:** Clasificación de los diferentes materiales dependiendo de sus parámetros constitutivos [5].

se produce una propagación de la onda hacia adelante (*forward-wave propagation*). Por este motivo también se les conoce como materiales *Right-Handed* (RH). Por otro lado, en los materiales DNG el campo eléctrico, el campo magnético y el vector de propagación forman una tripleta según la regla de la mano izquierda. En este caso, la constante de propagación en los materiales DNG es negativa ( $< 0$ ), lo que significa que se produce una propagación de la onda hacia atrás (*backward-wave propagation*). Por este motivo son comúnmente llamados materiales zurdos, o materiales *Left-Handed* (LH).

El físico ruso V. Veselago predijo en 1967 la existencia de sustancias con valores negativos de  $\epsilon$  y  $\mu$  de forma simultanea [106]. Además, Veselago también predijo otras propiedades adicionales de los mate-



### 1.3. METAMATERIALES

---

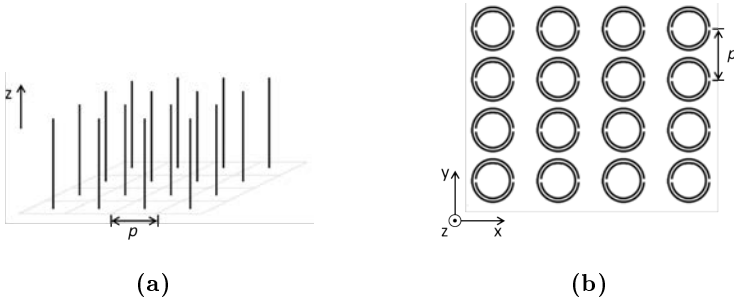
riales LH (inversión del efecto Doppler e inversión de la ley de Snell, entre otras). Sin embargo, Veselago remarcó la dificultad de desarrollar ese tipo de estructuras, ya que no se había encontrado ninguna hasta la fecha.

La primera implementación experimental y demostración de un material LH fue desarrollada por Smith y su grupo en la Universidad de California San Diego (UCSD) [8], más de 30 años después. Este trabajo estaba inspirado en las estructuras introducidas por Pendry (Imperial College, London) [6, 7].

Pendry introdujo estructuras ENG y MNG en el rango de las microondas. Ambos metamateriales eran estructuras periódicas cuyas celdas unidad presentaban una dimensión mucho menor que la longitud de onda guiada ( ). Por lo tanto, esas estructuras pueden ser consideradas como metamateriales homogéneos. Las estructuras ENG estaban basadas en celdas de cables delgados (TW, por sus siglas del inglés, *Thin Wires*), tal y como se muestra en la Figura 1.8a. Por otro lado, las estructuras MNG estaban compuestas por celdas unidad formadas por SRRs, tal y como se muestra en la Figura 1.8b.

Smith y su grupo combinaron las estructuras de Pendry para desarrollar la primera implementación de un metamaterial LH [8, 9], tal y como se muestra en la Figura 1.9. En esos trabajos se concluyó que la estructura presentaba una banda de paso en el rango de frecuencia bajo estudio con parámetros constitutivos negativos de forma simultánea.

Cabe destacar que en las últimas dos décadas, en el ámbito de RF se han empleado los metamateriales para la realización de circuitos y antenas con propiedades interesantes [26, 107–109]. Además, habría que destacar que en muchos casos en las aplicaciones de ingeniería no



**Figura 1.8:** Primeras estructuras metamateriales propuestas por Pendry: estructura de TWs trabajando como metamateriales ENG [6] (a), y estructura de SRRs trabajando como metamateriales MNG [7] (b).

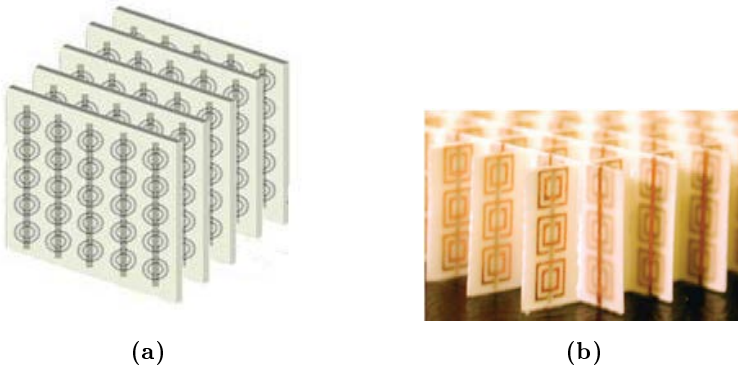
se han empleado las características de los metamateriales como medios efectivos, ya que no se ha empleado un número elevado de celdas o partículas y, por lo tanto, no se puede hablar de medio. Sin embargo, sí que se ha empleado la capacidad de desarrollar elementos resonantes con características interesantes, tales como la miniaturización [110, 111] o la inclusión de resonancias múltiples [112, 113] a partir de un número finito de celdas, partículas o períodos.

## 1.4 Métodos para la caracterización de la permitividad dieléctrica

Existen varios métodos a la hora de caracterizar la permitividad dieléctrica de diferentes materiales [10, 18, 31]. Tal y como se comentó en el prólogo, estos métodos se dividen en dos grupos dependiendo de si se conserva o destruye parte de la muestra a medir: destructivos y no destructivos. En general los métodos no destructivos resultan más

## 1.4. MÉTODOS PARA LA CARACTERIZACIÓN DE LA PERMITIVIDAD DIELECTRICA

---



**Figura 1.9:** Primeras estructuras LH combinando TWs y SRRs: estructura unidimensional LH [8] (a), y estructura bidimensional LH [9] (b).

interesantes ya que, después de realizar la caracterización, en el caso de un material sólido se mantiene intacto mientras que en el caso de un líquido no se pierde ni se altera la muestra. Esta característica es muy importante, sobre todo en aplicaciones donde se disponga de poca muestra, o sea cara o difícil de conseguir. Además, generalmente con los métodos destructivos la medidas son más tediosas, ya que hay que adaptar el MUT a la técnica de medida incrementando el tiempo empleado y el coste.

### 1.4.1 Métodos no destructivos

Dentro de los métodos no destructivos destacan el método de la sonda coaxial y el del espacio libre [18, 31]. El método de la sonda coaxial representa una de las técnicas más utilizadas a la hora de medir la permitividad de materiales a frecuencias de RF o microondas. Se utiliza junto con un reflectómetro, como el analizador vectorial de

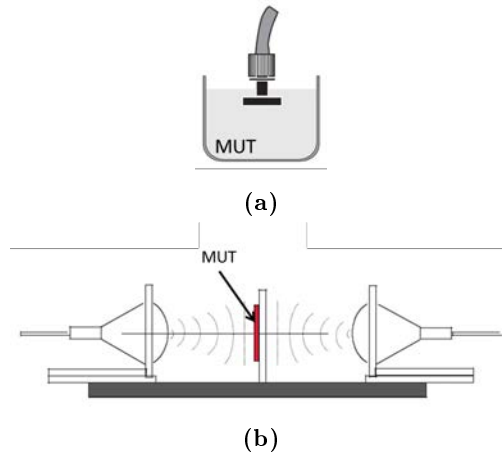
redes (VNA, por sus siglas del inglés, *Vector Network Analyzer*), el cual mide el coeficiente de reflexión. Los campos al final de la sonda interactúan con el MUT y cambian cuando entran en contacto con él. A partir de este coeficiente se puede determinar la permitividad del MUT. Este método es ideal para medir líquidos, geles y materiales sólidos que puedan ser moldeados de tal forma que exista un contacto perfecto entre el material y la sonda. Por otro lado, la técnica del espacio libre realiza la medida sin producirse contacto con la muestra. Uno de los principales problemas que presenta esta técnica, es el volumen requerido para realizar la medida. En este método se sitúa el MUT entre dos antenas perfectamente apuntadas entre sí. En este caso también se utilizará un analizador vectorial de redes para medir tanto el coeficiente de reflexión como el de transmisión. A partir de estos coeficientes se puede determinar la permitividad del MUT. En la Figura 1.10a se muestra el método de la sonda coaxial, mientras que la Figura 1.10b muestra el del espacio libre.

### 1.4.2 Métodos destructivos

Dentro del grupo de los métodos destructivos destacan el método de la línea de transmisión, el de la cavidad resonante y el de las placas paralelas [18,31]. El método de la línea de transmisión (Figura 1.11a) representa uno de los métodos destructivos más utilizados. Con este método se debe situar una porción del MUT dentro de la línea de transmisión. La línea normalmente está formada por una sección de una guía de ondas rectangular o una línea coaxial de aire. En este caso también se realiza la medida tanto del coeficiente de reflexión como el de transmisión. Presenta una mayor precisión y sensibilidad que la sonda coaxial, sin embargo, tiene un ancho de banda de trabajo mucho más reducido. Por otro lado, en el método de la cavidad resonante

## 1.4. MÉTODOS PARA LA CARACTERIZACIÓN DE LA PERMITIVIDAD DIELECTRICA

---

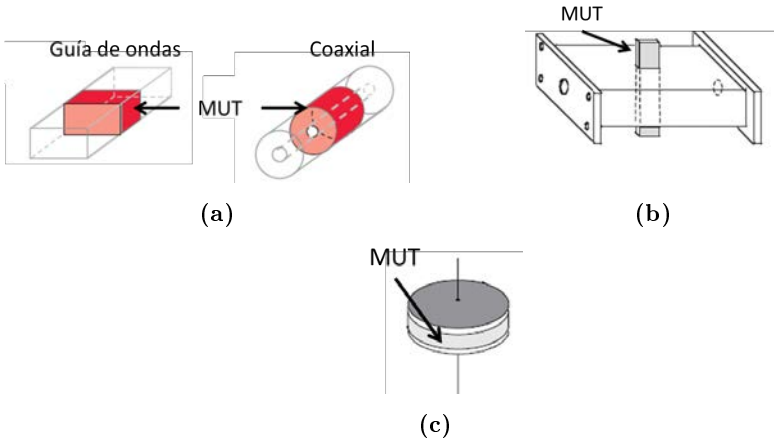


**Figura 1.10:** Representación de los métodos no destructivos [10]: sonda coaxial (a) y espacio libre (b).

(Figura 1.11b) se sitúa el MUT dentro de la cavidad. Este método tiene en cuenta tanto el desplazamiento frecuencial de la frecuencia de resonancia como el factor de calidad de la cavidad. Finalmente, el método de las placas paralelas (Figura 1.11c) consiste en situar el material que se quiera medir entre dos electrodos, formando un condensador. Estas medidas suelen hacerse utilizando un analizador de impedancias (IA, por sus siglas del inglés, *Impedance Analyzer*).

### 1.4.3 Métodos de caracterización de referencia empleados en la tesis

Como referencia se han utilizado dos kits de caracterización de la permitividad dieléctrica de la compañía *Keysight Technologies* [114]. En concreto se ha utilizado el kit 85055A [11] para la caracterización de sólidos y el kit 85070E para la caracterización de líquidos [12].



**Figura 1.11:** Representación de los métodos destructivos [10]: línea de transmisión (a), cavidad resonante (b) y placas paralelas (c).

La Figura 1.12 muestra el kit para la caracterización de materiales sólidos 85055A. Tal y como puede apreciarse en la Figura está formado por una línea coaxial de aire. Para realizar la caracterización de la permitividad deberá situarse, dentro de la línea coaxial, una sección del MUT, ajustándose a las dimensiones de la línea. Después se conectará a un analizador vectorial de redes y, mediante la medida de los parámetros S, se podrá extraer la medida de la permitividad de la muestra. El rango de frecuencias que cubre este kit va desde los 300 kHz hasta los 18 GHz. De acuerdo a lo presentado anteriormente, este método es de carácter destructivo.

La Figura 1.13 muestra el kit para la caracterización de líquidos 85070E. En esta Figura se aprecia tanto la sonda coaxial que constituye el kit como uno de los estándares que se utilizan para calibrarlo

## 1.5. SENSORES BASADOS EN PARTÍCULAS METAMATERIALES

---



**Figura 1.12:** Kit para la caracterización dieléctrica de materiales sólidos 85055A [11].

antes de ser utilizado, el cortocircuito. Para realizar la caracterización de la permitividad de los líquidos, se debe introducir unos milímetros el extremo de la sonda coaxial dentro del líquido bajo medida. En este caso también se conectará un analizador de redes para medir el coeficiente de reflexión ( ) para estimar la permitividad de la muestra. El rango de frecuencias que cubre este kit va desde los 500 MHz hasta los 50 GHz. De acuerdo a lo presentado anteriormente, este método es de carácter no destructivo.

### 1.5 Sensores basados en partículas metamateriales

En el prólogo se comentó que, en los últimos años, la inclusión de partículas metamateriales ha estado teniendo un impacto creciente para su utilización como sensores de RF o electromagnéticos. Estos sensores dan lugar aplicaciones muy variadas tales como la medida del desplazamiento angular y velocidad [13, 43, 115, 116], medida de temperatura [14, 117], biosensores [118, 119], medida de la presión [29],



**Figura 1.13:** Kit para la caracterización dieléctrica de materiales líquidos 85070E [12].

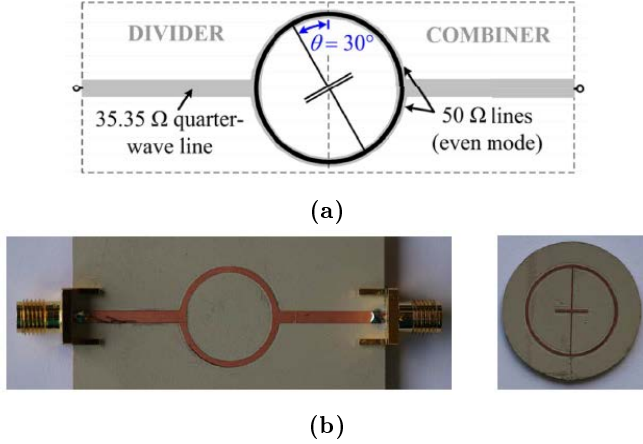
detección de aceites [30], análisis de glucosa en sangre [15] o para análisis de ADN [119].

En [13] se propuso un sensor para la medida del desplazamiento angular y la velocidad. El principio de detección se basa en las propiedades de simetría. Típicamente, en líneas de transmisión cargadas simétricamente con resonadores, se evita el acoplo entre la línea y el resonador, y las líneas exhiben una transmisión total. Sin embargo, al romper la simetría a través de los efectos causados por una variable espacial (por ejemplo, una rotación), aparece un cero de transmisión, y la variable espacial, por lo tanto, podría ser inferida. La Figura 1.14 muestra el esquema (Figura 1.14a) y el prototipo fabricado (Figura 1.14b) del sensor propuesto por J. Naqui en [13]. En ese trabajo el sensor está formado por una línea de transmisión *microstrip* cargada con un resonador *electric-LC* (ELC). El principio de funcionamiento



## 1.5. SENSORES BASADOS EN PARTÍCULAS METAMATERIALES

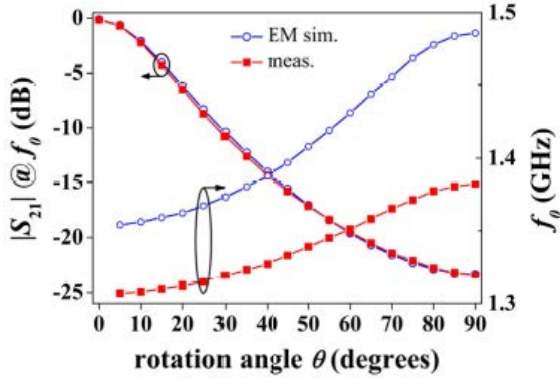
---



**Figura 1.14:** Sensor propuesto por J. Naqui en [13] para medir el desplazamiento angular: esquema (a) y fabricado (b).

está basado en las propiedades de simetría mencionadas previamente. La Figura 1.15 muestra las medidas del coeficiente de transmisión del sistema propuesto. En esta Figura se puede apreciar como la resonancia del sensor cambia a medida que el resonador va rotando.

En [14] se diseñó un sensor de temperatura completamente pasivo basado en líneas de retardo magnetoinductivas (MIW, por sus siglas del inglés, *Magnetoinductive-Wave*) impresas acabadas con un termistor. En ese trabajo, las líneas MIW fueron implementadas utilizando *Square Split Ring Resonators* (SSRRs) [42]. En la Figura 1.16 se muestra el esquema del sensor propuesto por J. J. Martínez-Martínez en [14]. En este esquema el lector envía un pulso para interrogar al sensor. El pulso viaja a través de la línea *microstrip* y se acopla al primer SSRR, el cual forma parte de la línea MIW. Entonces, el pulso



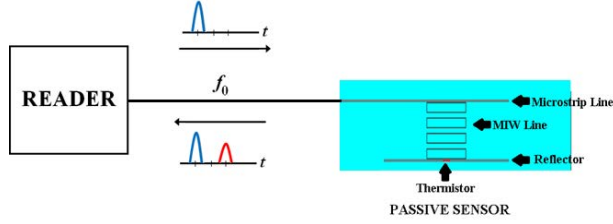
**Figura 1.15:** Medida y simulación del sensor propuesto por J. Naqui en [13] para medir el desplazamiento angular.

viaja a través de la línea de retardo MIW y llega al termistor, el cual modificará la amplitud del pulso en función de la temperatura. Finalmente, el pulso es reflejado de vuelta a través de la línea MIW hacia el lector. De acuerdo con lo presentado anteriormente este sensor está basado en TDR. En la Figura 1.17 se muestra la medida del sistema. En esta Figura se puede ver como la amplitud del pulso reflejado (aproximadamente 10 ns) varía en función de la temperatura.

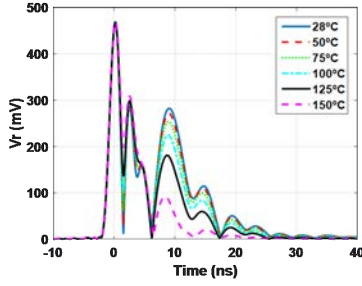
En [15] se presentó un sensor para realizar un análisis no invasivo de glucosa en sangre. El sensor está basado en un resonador en espiral *microstrip* acabado en circuito abierto. La simetría circular de la espiral lo hace menos sensible a la orientación del contacto, comparado con otras configuraciones. Además, esta espiral proporciona un área de contacto generosa dentro un contorno pequeño. Para realizar este tipo de medidas se utilizó un analizador vectorial de redes. La Figura 1.18a muestra el sensor y el montaje de medida propuesto por

## 1.5. SENSORES BASADOS EN PARTÍCULAS METAMATERIALES

---

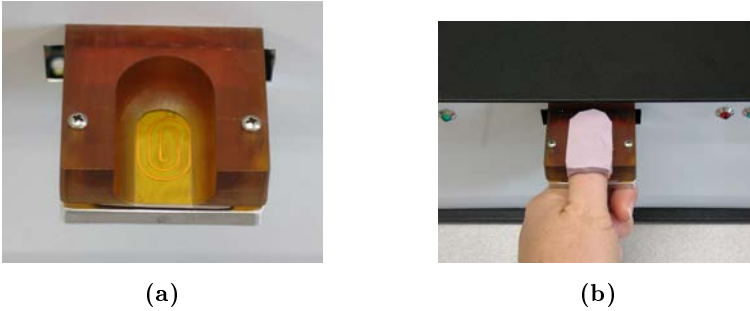


**Figura 1.16:** Esquema del sensor propuesto por J. J. Martínez-Martínez en [14].



**Figura 1.17:** Respuesta del sensor propuesto por J. J. Martínez-Martínez en [14].

R. J. Buford en [15], mientras que la Figura 1.18b muestra el sensor siendo utilizado por una persona. Para mostrar el correcto funcionamiento de este sensor, los autores propusieron un experimento de dos horas de duración donde un usuario ingería una bebida azucarada. Las medidas de este experimento se muestran en la Figura 1.19. En esta Figura se puede observar como durante la primera media hora (línea roja), donde el usuario todavía no ha ingerido la bebida azucarada, la respuesta del coeficiente de transmisión se mantiene más



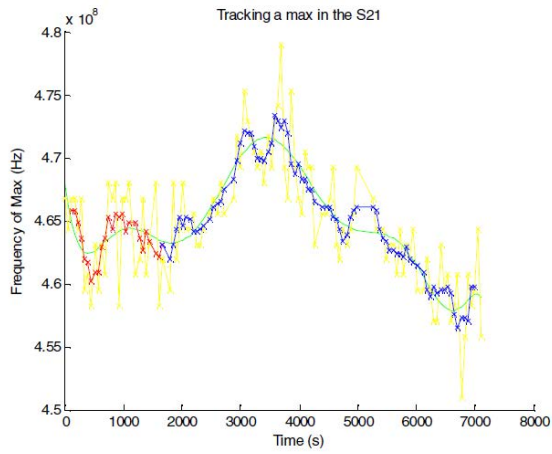
**Figura 1.18:** Sensor para realizar un análisis no invasivo de la glucosa en sangre propuesto por R. J. Buford en [15]: sensor y montaje de medida (a), y sensor siendo utilizado por una persona (b).

o menos estable. Después de esta media hora (línea azul), el usuario ingiere la bebida azucarada y, a los pocos minutos, se aprecia un claro desplazamiento en la frecuencia de resonancia.

En [30, 45, 47–50, 53–55] se presentaron sensores basados en partículas metamateriales para la caracterización dieléctrica de sólidos [45], de líquidos [30, 50, 53–55] y para la detección de espesores [47–49]. Sin embargo, en esos trabajos tan solo se realiza una de las tres medidas individualmente. Tal y como se verá en los próximos Capítulos, en esta tesis se proponen sensores capaces de realizar todas esas medidas. Además, también se presentan varios lectores para este tipo de sensores, completamente integrados con el IoT.

## 1.5. SENSORES BASADOS EN PARTÍCULAS METAMATERIALES

---



**Figura 1.19:** Respuesta del sensor propuesto por R. J. Buford en [15] durante las dos horas de experimento.



# CAPÍTULO 2

---

## SENSORES BASADOS EN METAMATERIALES: SOLUCIÓN CABLEADA

---

### 2.1 Sensor basado en Split-Ring Resonators

En este Capítulo se presentará un sensor impreso electromagnético y completamente pasivo. Este sensor está basado en una línea *microstrip* cargada con SRRs. La tecnología *microstrip* emplea una única capa de metalización sobre un dieléctrico con plano de masa [120]. Con esta propuesta se conseguirá un sensor completamente planar y de bajo coste. En primer lugar, se expondrá el principio de funcionamiento del sensor en base a la teoría circuital [5, 42]. En segundo lugar, se realizarán un conjunto de simulaciones de onda completa para corroborar dicha teoría.

El objetivo principal del Capítulo, es la demostración de que la tecnología propuesta es perfectamente válida de cara a realizar la caracterización dieléctrica de materiales sólidos y líquidos en tiempo real, realizando medidas de carácter no destructivo. Para ello, pre-

## CAPÍTULO 2. SENSORES BASADOS EN METAMATERIALES. SOLUCIÓN CABLEADA.

---

viamente se caracterizarán varios materiales con los kits comerciales mencionados en la Subsección 1.4.3. A continuación, se realizarán medidas de los materiales caracterizados con los kits, y se relacionará su respuesta con la permitividad de cada uno. Debido a que este Capítulo trata los sensores exclusivamente, todas las medidas mostradas se realizarán con un VNA. Las medidas del sistema completo se mostrarán en el Capítulo 4.

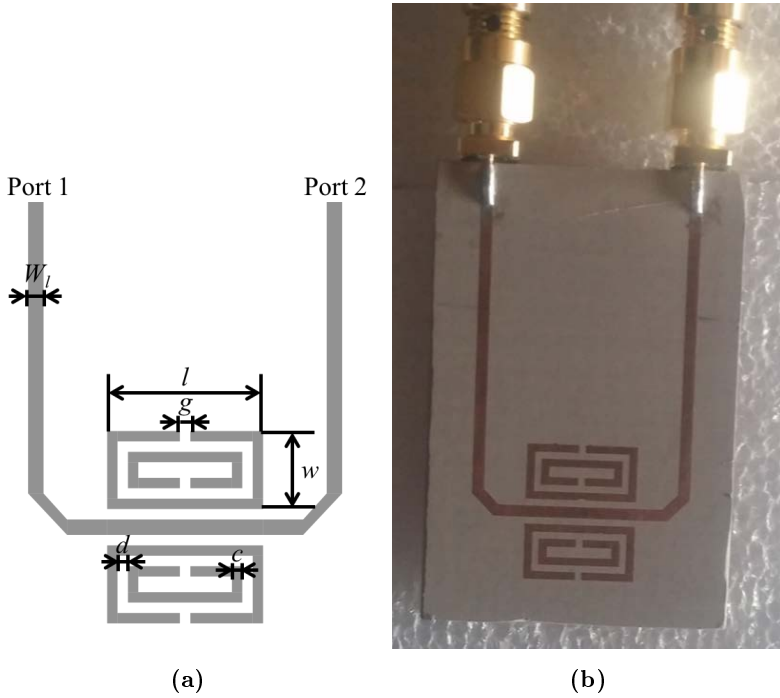
Además, para demostrar la versatilidad de esta tecnología, también se demostrará que el sensor es perfectamente válido tanto para detectar espesores de materiales delgados (entre 100  $\mu\text{m}$  y 1 mm) como para determinar concentraciones en disoluciones binarias (etanol y agua, por ejemplo).

### 2.1.1 Principio de funcionamiento de los sensores

Para este sensor se han empleado un par de SRRs rectangulares acoplados a una línea microstrip (Figura 2.1). El esquemático de un SRR rectangular impreso se muestra en la Figura 2.2a. El funcionamiento del SRR rectangular es el mismo que el del SRR circular [42]. La estructura está compuesta por dos anillos concéntricos metalizados con dos aberturas en posiciones opuestas. Un campo magnético, perpendicular a la superficie del anillo, aplicado sobre la estructura inducirá corriente a través de los anillos. Esas corrientes irán de un anillo al otro debido a la capacidad distribuida formada entre ellos. El SRR se puede modelar como una estructura resonante en paralelo (Figura 2.2b) [42], donde  $L$  modela el comportamiento inductivo introducido por la corriente inducida por los anillos, mientras que  $C$  modela la capacidad distribuida entre los mismos.

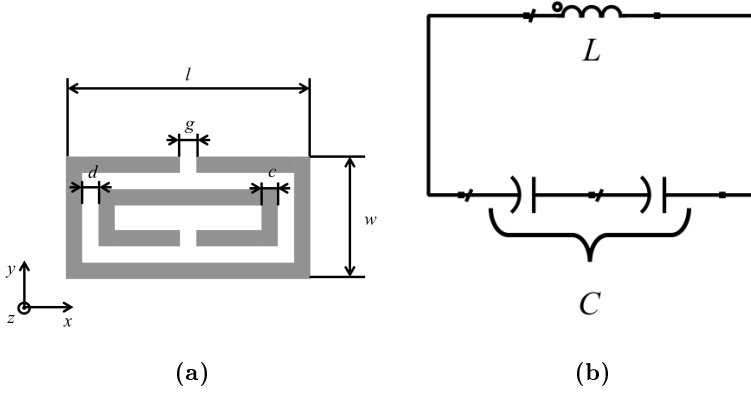
Los SRRs introducen un *notch*, o cuña (traducción habitual empleada en castellano), en el coeficiente de transmisión entre los puertos





**Figura 2.1:** Esquema del sensor propuesto (a) y el prototipo fabricado (b).

de la línea *microstrip* debido a la adición de un polo de transmisión. Por lo tanto, el principio de trabajo del sensor basado en SRRs se basa en el desplazamiento frecuencial del *notch* producido cuando se sitúa un material sobre los SRRs. En este caso, se ha considerado la implementación de dos SRRs acoplados a la línea *microstrip* (Figura 2.1) en lugar de solo uno ya que mejora los parámetros S del sensor, es decir, el *notch* en el coeficiente de transmisión es más profundo.



**Figura 2.2:** Topología del SRR rectangular (a) y su circuito equivalente (b).

Primero, se asume un modo de propagación quasi-TEM debido al hecho de que las líneas de campo eléctrico en una línea de transmisión *microstrip* no están completamente confinadas entre la línea conductora y el plano de masa. En tecnología *microstrip* la longitud de onda guiada viene dada por

$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (2.1)$$

donde  $c$  es la velocidad de la luz en el vacío,  $f$  es la permitividad efectiva, la cual tiene en cuenta que las líneas de campo eléctrico no están completamente confinadas entre la línea conductora y el plano de masa. En el caso del sensor propuesto ( $\epsilon_{\text{eff}} \leq 1$ ) la permitividad efectiva para el sensor sin cubrir con ningún material vienen dada por [121]

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} [(1 + 12(h/c))^{-1/2} + 0.04(1 - (c/h))^2], \quad (2.2)$$

Donde  $c$  se corresponde con el ancho de la pista *microstrip* y  $h$  con el espesor del sustrato. Si se sitúa un material sobre la estructura, el campo eléctrico interactúa con este material y las características de la línea cambian [122, 123]. Un incremento en el espesor del material situado sobre la estructura también incrementará la permitividad efectiva.

Se puede deducir, del circuito  $LC$  equivalente, que la frecuencia de resonancia ( $f_o$ ) de un SRR se puede obtener como

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}}, \quad (2.3)$$

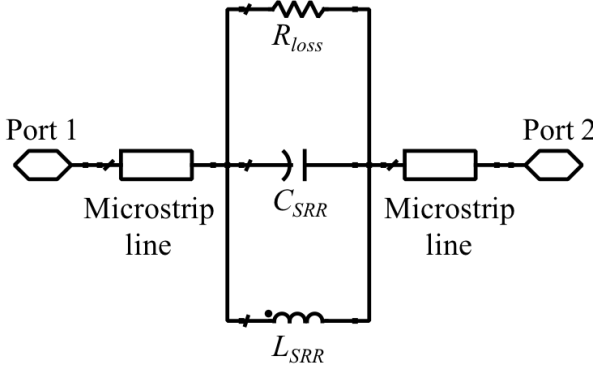
donde  $L$  y  $C$  son la inductancia y la capacidad del SRR, respectivamente, de acuerdo a la Figura 2.2. Además, se puede ver que la capacidad y la inductancia del SRR [42] sigue las ecuaciones

$$C = \frac{\sqrt{\varepsilon_{eff}} p_{int}}{c_o Z_o} \frac{1}{4}, \quad (2.4)$$

$$L = \frac{2p_{ext} Z_o \sqrt{\varepsilon_{eff}}}{c_o}, \quad (2.5)$$

donde  $Z_o$  es la impedancia característica correspondiente a una línea coplanar formada entre el anillo interior y exterior del SRR [124],  $p_{int}$  es el perímetro definido por la apertura entre los anillos, y  $p_{ext}$  es el perímetro definido por el anillo externo. Se puede apreciar que el valor de la capacidad incrementa al aumentar el valor de la

permitividad efectiva. Por lo tanto, un incremento en la permitividad efectiva produce un decremento en la frecuencia de resonancia del SRR.



**Figura 2.3:** Modelo circuital equivalente del sensor propuesto.

La Figura 2.3 muestra el circuito equivalente del sensor propuesto, donde  $C_{SRR}$  y  $L_{SRR}$  tienen en cuenta la capacidad y la inductancia de ambos SRRs. Esos valores se obtienen como el resultado de dos SRRs en paralelo cuyos valores se obtienen de (4) y (5), como se explicó previamente.  $R_{loss}$  tiene en cuenta las pérdidas de la metalización y del dieléctrico de los SRRs y las pérdidas dieléctricas cuando se sitúa una muestra sobre el sensor.

Las líneas del modelo del circuito equivalente representan la línea *microstrip* del sensor, cada una de ellas con la mitad de la longitud total de la línea *microstrip* del sensor. Los otros parámetros de las líneas (sustrato y anchura,  $\epsilon_r$ ) son los mismos que se expondrán en la Sección 2.1.2 para obtener una línea de transmisión *microstrip* de

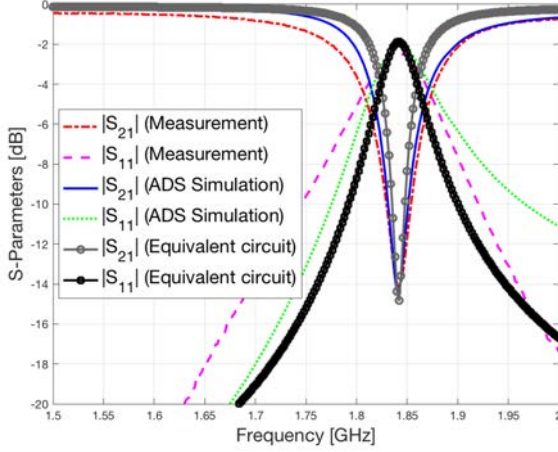
---

## 2.1. SENSOR BASADO EN SPLIT-RING RESONATORS

---

impedancia característica,  $Z_0$ , igual a 50  $\Omega$ . Los valores del equivalente circuital para el sensor sin cubrir con un material son  $C_{eq} = 25.86$  pF,  $L_{eq} = 0.30$  nH y  $R_{eq} = 442$   $\Omega$ . La Figura 2.4 muestra una buena concordancia de los parámetros S entre los resultados del equivalente circuital, las medidas y la simulación de onda completa del prototipo mostrado en la Figura 2.1.

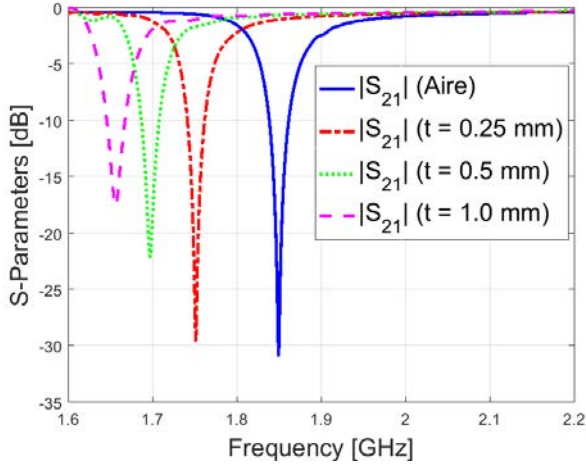
En las Figuras 2.5 y 2.6 se demuestra, mediante simulaciones, el principio de funcionamiento previamente expuesto. Las simulaciones se han realizado con CST [125]. Para este conjunto de simulaciones, se ha considerado el prototipo presentado en la Sección 2.1.2 (en la Figura 2.1) para cuatro situaciones distintas: sin cubrir (o en espacio libre) y cubierto con un material con unos espesores de 0.25 mm, 0.50 mm y 1.00 mm. Se considera el mismo material para los tres espesores (con una permitividad de  $\epsilon_r = 5$ ). En la Figura 2.5 se muestran los coeficientes de transmisión para todos los casos propuestos. Se puede apreciar como la frecuencia del *notch* de transmisión para el sensor sin cubrir es de 1.85 GHz mientras que cuando se cubre el sensor con el material con unos espesores de 0.25 mm, 0.50 mm y 1.00 mm la frecuencia es de 1.75 GHz, 1.70 GHz y 1.66 GHz, respectivamente. Este desplazamiento frecuencial permite la detección del material, así como la estimación de su permitividad. Por lo tanto, queda demostrado que la frecuencia de resonancia de los SRRs depende del material que cubre el sensor, lo cual puede ser aplicado para fines de caracterización de la permitividad. En la Figura 2.6 se observa que a dichas frecuencias se excitan los anillos debido a que la intensidad de campo magnético confinado bajo los SRRs es muy grande.



**Figura 2.4:** Parámetros S del sensor propuesto: medidos, simulación electromagnética de onda completa (ADS) y simulación del modelo circuital.

### 2.1.2 Prototipo

La Figura 2.1 muestra la vista superior del sensor propuesto (esquema de la metalización 2.1a y el prototipo fabricado 2.1b). Se han soldado dos conectores SMA (SMA, por sus siglas del inglés *SubMiniature version A*) macho en los extremos de la línea de transmisión *microstrip*, conformando los puertos del sensor. El sensor está fabricado sobre el sustrato dieléctrico Rogers AD1000 [126], con una constante dieléctrica de , una tangente de pérdidas de , un espesor de sustrato mm y un espesor de la metalización de cobre de 17 m. El ancho de la línea *microstrip* es mm (diseñado para proporcionar una impedancia caracte-

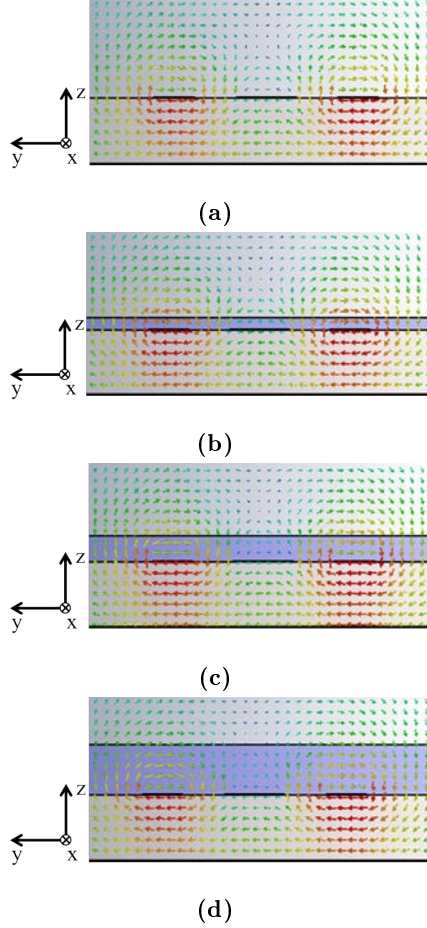


**Figura 2.5:** Coeficientes de transmisión para el sensor en espacio libre (línea sólida azul) y cubierto con un material ( ) con un espesor de 0.25 mm (línea discontinua roja), 0.50 mm (línea punteada verde) y 1.00 mm (línea discontinua magenta).

rística de 50 ), la distancia entre los anillos y entre los anillos y la línea *microstrip* es de mm, el ancho de la apertura es mm y el ancho de la metalización de los anillos es mm. La longitud del anillo externo es mm y la anchura es mm. La Figura 2.4 muestra la simulación (con el software ADS [114]), el resultado del circuito equivalente y la medida de los coeficientes de reflexión y transmisión del sensor propuesto. Los parámetros para esta simulación son los siguientes: el simulador utilizado ha sido el *Momentum Microwave*, el número de líneas por longitud de onda es 20 y se ha utilizado un plan de frecuencia adaptativo. Además, se ha

## CAPÍTULO 2. SENSORES BASADOS EN METAMATERIALES. SOLUCIÓN CABLEADA.

---



**Figura 2.6:** Líneas de campo magnético para el sensor en espacio libre (a 1.85 GHz) (a) y cubierto con un material (5) con un espesor de 0.25 mm (a 1.75 GHz) (b), 0.50 mm (a 1.70 GHz) (c) y 1.00 mm (a 1.66 GHz) (d).



---

## 2.2. CARACTERIZACIÓN DIELÉCTRICA DE SÓLIDOS

---

considerado el modelo dispersivo *Svensson-Djordjevic*. Se ha considerado el mismo esquema de simulación para todas las simulaciones de onda completa efectuadas durante la realización de la presente tesis. Se puede apreciar una frecuencia de resonancia a 1.84 GHz para todos los casos, consiguiendo una gran similitud entre los resultados de la simulación y experimentales. Las dimensiones del sensor se han elegido para obtener una frecuencia de resonancia en la banda baja de gigahercios (por debajo de 2 GHz), ya que dos de los objetivos del trabajo eran la caracterización de materiales en la banda baja de GHz y la caracterización del espesor de materiales entre 100  $\mu$ m y 1 mm. Cabe mencionar que el sensor se puede escalar fácilmente y, por lo tanto, rediseñarlo para trabajar en otra región frecuencial.

### 2.2 Caracterización dieléctrica de sólidos

Con todo lo expuesto previamente, la caracterización de la permitividad dieléctrica de materiales sólidos es la primera aplicación propuesta. Con el objetivo de obtener la respuesta del sensor al medir materiales sólidos, se han elegido varios materiales con propiedades electromagnéticas distintas. Esos materiales se muestran en la Tabla 2.1. En todos los casos el espesor del sólido tiene un valor superior a 0.1 mm, el cual es un valor lo suficientemente elevado como para estar en la zona óptima de sensado para la caracterización de sólidos, donde diferencias en los espesores de las distintas muestras no afectan a la medida de la permitividad relativa, como se demostrará posteriormente en la Sección 2.3.

En primer lugar se han caracterizado los materiales con la herramienta de Agilent *Verification Kit 85055A* [11]. Tal y como se expuso en el Capítulo 1, este tipo de medida es de carácter destructivo, ya

## CAPÍTULO 2. SENSORES BASADOS EN METAMATERIALES. SOLUCIÓN CABLEADA.

---

que se debe situar una muestra del MUT dentro de una línea coaxial de aire de 50 con unas dimensiones específicas. Los valores obtenidos de la caracterización se muestran en la Tabla 2.1, donde se puede observar que la permitividad ( ) de las muestras seleccionadas varía entre 1.05 y 3.85.

A continuación se ha simulado el sensor (utilizando ADS) cubierto con los distintos materiales. Los sólidos se han modelado considerando las características dieléctricas obtenidas con el kit de verificación. La Figura 2.7 muestra la dependencia de la permitividad con el desplazamiento frecuencial en % (con respecto a la frecuencia de resonancia del sensor en el vacío) al medir cada material, tanto para las simulaciones como para las medidas. Se puede observar cómo, para las muestras analizadas, la variación frecuencial cambia entre 0.27 % y 9.61 % en simulación y entre un 0.26 % y 8.91 % para las medidas, para una variación de la permitividad de entre 1.05 y 3.85. En consecuencia, la expresión que aproxima la respuesta medida para el sensor viene dada por

$$(2.6)$$

donde representa la permitividad relativa. De este ajuste lineal puede extraerse fácilmente una expresión que estime la permitividad después de medir el desplazamiento frecuencial ( ) producido por la muestra que cubra el sensor:

$$(2.7)$$

El error medio entre la curva medida y la curva de aproximación es del 0.43 %.

---

### 2.3. DETECCIÓN DE ESPESORES

---

La sensibilidad del sensor puede ser definida como el desplazamiento frecuencial medido en el *notch* de transmisión con respecto al sensor sin cubrir (en %) dividido por el incremento de la permitividad, resultando en un 3.10 %. Esta definición de sensibilidad aporta una figura de mérito del sensor propuesto, por lo tanto puede ser comparado con otros sensores encontrados en la literatura.

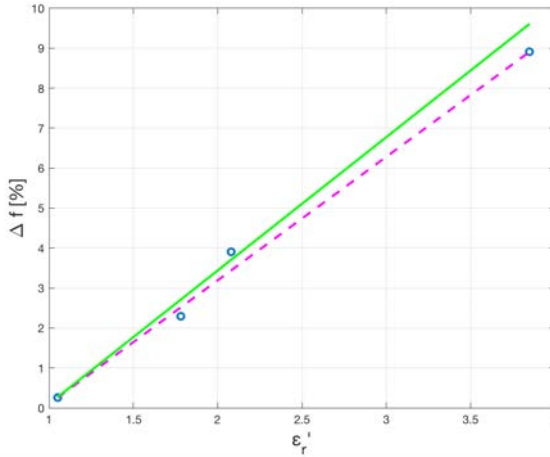
Cabe mencionar que se observa una buena concordancia entre simulación y medida. Sin embargo, se pueden apreciar algunas diferencias debido a posibles errores causados cuando se caracterizaron las muestras con el kit de caracterización de Agilent. Además, existe la posibilidad de que se produzcan huecos de aire al cubrir el sensor con las distintas muestras. Estos huecos de aire causarán que tanto la permitividad efectiva como el desplazamiento frecuencial disminuyan.

Material	Permitividad relativa ( )
Espuma	1.05
Espuma de alta densidad	1.78
Polietileno	2.08
FR-4	3.85

**Tabla 2.1:** Permitividad relativa de los materiales sólidos medida con el kit de verificación 85055A.

### 2.3 Detección de espesores

En esta Sección se demuestra, a través de simulaciones y medidas, que el sensor propuesto es capaz de detectar espesores.



**Figura 2.7:** Desplazamiento frecuencial en función de la permitividad relativa de los sólidos: medidas (círculos azules), simulaciones (línea sólida verde) y la aproximación (línea magenta discontinua).

En primer lugar, se presentan diferentes simulaciones del sensor cubierto para dos materiales distintos (con diferentes permitividades) variando su espesor. Estas simulaciones muestran el comportamiento del sensor a la hora de detectar espesores, y permiten obtener el espesor máximo detectable.

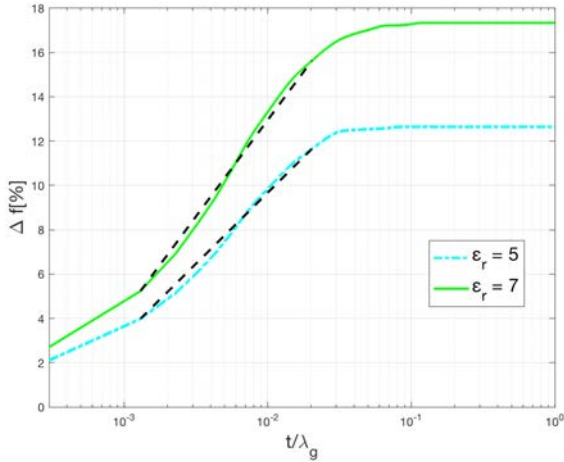
En segundo lugar, se han comparado las simulaciones con medidas de distintos materiales con el objetivo de corroborar el comportamiento previamente obtenido con las simulaciones. Además, se demuestra la viabilidad del sensor para aplicaciones prácticas.

---

## 2.3. DETECCIÓN DE ESPESORES

### 2.3.1 Simulaciones de materiales con distintos espesores

La Figura 2.8 muestra las simulaciones para dos materiales distintos ( $\epsilon_r = 5$  y  $7$ ). Estas simulaciones representan un estudio paramétrico del *notch* de transmisión con respecto al espesor de cada material. Las simulaciones se han realizado con ADS. El espesor del material en términos de la longitud de onda guiada del sensor sin cubrir,  $t/\lambda_g$ , está representado en el eje x, mientras que el desplazamiento frecuencial con respecto a la frecuencia de resonancia del sensor sin cubrir, en %, está representado en el eje y.



**Figura 2.8:** Desplazamiento frecuencial en función del espesor de los materiales con  $\epsilon_r = 5$  y  $7$ . Las líneas negras discontinuas representan las aproximaciones para la zona lineal de medida.

El sensor presenta el mismo comportamiento para ambos materiales. Primero, existe una región donde la frecuencia de resonancia

cambia con el espesor. A continuación, hay una región donde la frecuencia de resonancia permanece constante. Por lo tanto, para utilizar el sensor en aplicaciones de detección de espesores hay que trabajar en la primera región, mientras que para caracterizar materiales habría que trabajar en la segunda. Este efecto está relacionado con la explicación incluida en la Sección 2.1, donde se explicó que la permitividad efectiva incrementa al incrementar el espesor del material que cubre el sensor. Este hecho es cierto hasta un espesor máximo. Por encima de este valor, las líneas de campo quedan completamente concentradas entre el sustrato del sensor y el material que lo cubre y, por lo tanto, la permitividad efectiva no cambia, obteniendo una frecuencia de resonancia constante. El punto de saturación se define como el máximo espesor considerado para aplicaciones de detección de espesores. En este estudio se ha considerado que el punto de saturación se encuentra al 10 % de la frecuencia de resonancia constante en la región de saturación. El punto de saturación es  $t/\lambda_g \approx 0.02$  independientemente del material.

La Figura 2.8 muestra la dependencia del desplazamiento frecuencial con respecto a la permitividad relativa de cada material. Para un material con una  $\epsilon_r = 5$ , el desplazamiento frecuencial varía entre 2.11 % y 12.70 % y para  $\epsilon_r = 7$  entre 2.70 % y 17.35 %. Además, la sensibilidad no es igual para toda la zona donde la frecuencia de resonancia varía con el espesor. La sensibilidad es máxima entre  $t/\lambda_g \approx 2 \cdot 10^{-3}$  y  $t/\lambda_g \approx 2 \cdot 10^{-2}$ , donde se pueden considerar las siguientes aproximaciones lineales (para  $\epsilon_r = 5$  y 7, respectivamente):

$$\Delta f_{aprox.} [\%] = 403.53(t/\lambda_g) + 3.46, \quad (2.8)$$

(2.9)

Esto permite obtener el espesor de un material una vez conocida su permitividad y el desplazamiento frecuencial.

En la Figura 2.8 también se muestra la aproximación lineal para cada uno de los materiales. El error medio entre esta aproximación y la simulación es del 2.83 % para el material de  $\epsilon = 5$  y 3.58 % para  $\epsilon = 7$ .

La sensibilidad del sensor propuesto para detección de espesores se define como el desplazamiento de la frecuencia de resonancia del sensor cubierto con respecto al sensor sin cubrir (en %) dividido entre el incremento en el espesor del material situado sobre el sensor,  $S = \frac{\Delta f}{f_0 \Delta d}$ . Esta magnitud es proporcional a  $\frac{1}{\epsilon}$ . Si se normaliza esta definición al valor de  $\epsilon = 1$  resulta en un valor constante igual a 1.43 %/mm.

### 2.3.2 Medidas de materiales con distintos espesores

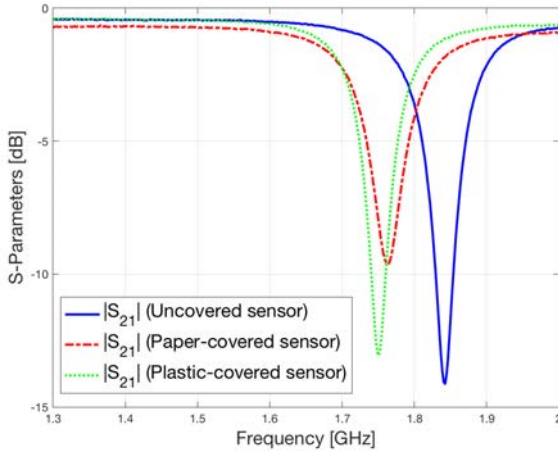
En esta Subsección se analiza el comportamiento del sensor con dos materiales distintos: hojas de papel de 80 gr y láminas delgadas de plástico. Estos dos materiales han sido escogidos debido a su fino grosor de 100  $\mu$ m y 80  $\mu$ m, respectivamente.

En primer lugar, se ha estimado la permitividad de los dos materiales. Para ello se ha medido el desplazamiento frecuencial de ambos materiales en la región de saturación, obteniendo unos desplazamientos del 4.24 % y 4.72 % respectivamente. Después de medir el desplazamiento frecuencial se ha estimado la permitividad siguiendo la ecuación (2.7) obtenida en la Sección 2.2. Por lo tanto, el papel presenta una permitividad relativa de 2.34, mientras que para las láminas

## CAPÍTULO 2. SENSORES BASADOS EN METAMATERIALES. SOLUCIÓN CABLEADA.

---

de plástico es de 2.49. La Figura 2.9 muestra el coeficiente de transmisión del sensor fabricado para todos los casos: en espacio libre, así como cubierto con las hojas de papel y las películas de plástico. En todos estos casos se muestra el coeficiente de transmisión para unos valores de espesor suficientemente grandes como para que el grosor de la muestra no afecte al desplazamiento frecuencial y, por lo tanto, se mantenga constante.



**Figura 2.9:** Coeficiente de reflexión del sensor fabricado sin cubrir (línea sólida azul), así como para el sensor cubierto con papel (línea discontinua roja) y con plástico (línea punteada verde). En ambos casos el sensor se encuentra en la zona de saturación.

Las Figuras 2.10 y 2.11 muestran las simulaciones y medidas del sensor cubierto con papel y plástico, respectivamente. En el eje de abscisas se representa el espesor del material sobre la longitud de onda

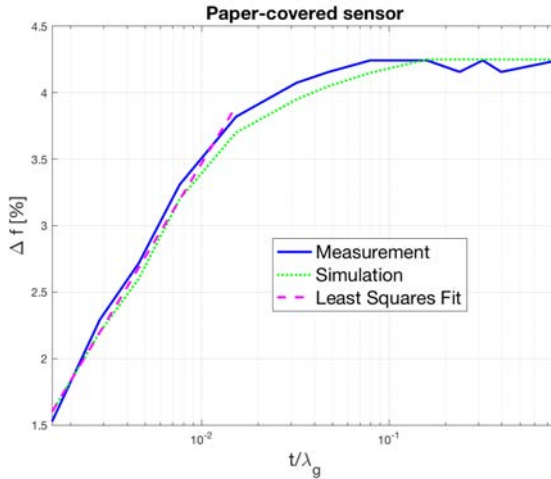


---

### 2.3. DETECCIÓN DE ESPESORES

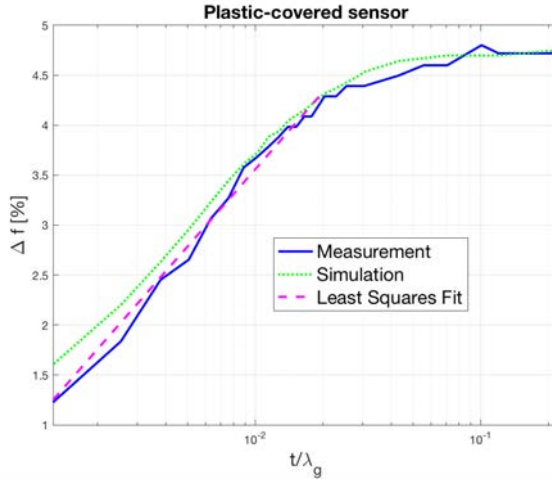
---

guiada ( ), mientras que el desplazamiento frecuencial con respecto a la frecuencia de resonancia del sensor sin cubrir se representa en el eje de ordenadas. Tanto las medidas como las simulaciones se han realizado para unos espesores de entre 100  $\mu\text{m}$  y 50.1 mm para el papel, y entre 80  $\mu\text{m}$  y 13.92 mm para el plástico.



**Figura 2.10:** Desplazamiento frecuencial en función del espesor del papel: medidas (línea sólida azul), simulaciones (línea punteada verde) y la aproximación para la zona de medida del espesor.

En la figura 2.10 se puede observar cómo la región de detección de espesores, en este caso, sigue una relación lineal. Esto es debido a que las medidas empiezan con un espesor de 100  $\mu\text{m}$ , el cual está dentro de la zona lineal de la región de sensado. En la figura se puede ver como el desplazamiento frecuencial para las medidas varía de 1.53 % a 4.24 %, mientras que para las simulaciones varía de 1.61 % a 4.24 %.



**Figura 2.11:** Desplazamiento frecuencial en función del espesor del plástico: medidas (línea sólida azul), simulaciones (línea punteada verde) y la aproximación para la zona de medida del espesor.

Se puede observar una buena concordancia entre medida y simulación para todo el rango de espesores. El punto de saturación,  $0.02$ , es aproximadamente igual tanto en medida como en simulación. La aproximación lineal que define la zona de medida para las medidas viene dada por:

$$(2.10)$$

donde el parámetro  $t$  está medido en mm. El error medio entre la curva aproximada y las medidas es del 3.10 %.

En la figura 2.11 se muestran los resultados para los plásticos. La zona de detección de espesores también está definida por una relación

---

## 2.4. CARACTERIZACIÓN DIELECTRICA DE LÍQUIDOS

---

lineal. En este caso también se puede apreciar una buena concordancia entre medida y simulación. En la figura se observa un desplazamiento frecuencial para las medidas entre 1.23 % y 4.72 %, mientras que para las simulaciones varía de 1.61 % a 4.72 %. El punto de saturación en ambos casos es el mismo: 0.02, coincidiendo con lo demostrado en la Subsección anterior. La expresión que aproxima la zona de medida para las medidas viene dada por:

$$(2.11)$$

donde el parámetro también está definido en mm. El error medio entre la aproximación lineal y las medidas es del 2.51 %.

### 2.4 Caracterización dieléctrica de líquidos

En esta Sección se demuestra que el sensor propuesto sirve para la caracterización dieléctrica de líquidos. Para ello se han medido varios líquidos con propiedades electromagnéticas distintas. Además, también se demuestra que el sensor se puede emplear para estimar la concentración de disoluciones líquidas. Para ello se han caracterizado disoluciones de etanol y agua, variando sus concentraciones (de 0 % a 100 %).

Sin embargo, antes de obtener estos resultados se realizó un estudio para proteger el sensor ya que, al estar fabricado sobre un sustrato poroso, los líquidos se infiltran en el sustrato modificando sus propiedades e introduciendo variaciones no deseadas en la caracterización de los líquidos. Este estudio se presenta en la siguiente Subsección.

#### 2.4.1 Efecto de la capa de protección

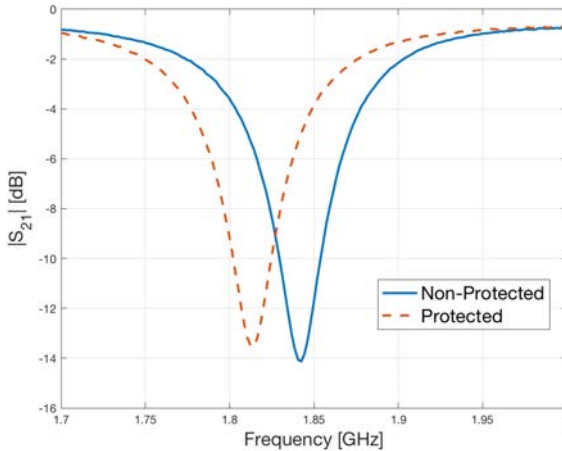
La protección propuesta consiste en una capa de 80  $\mu$ m de un material plástico con adhesivo (*ImageLast* de la compañía *Fellowes*).

## CAPÍTULO 2. SENSORES BASADOS EN METAMATERIALES. SOLUCIÓN CABLEADA.

---

Para adherir esta capa protectora al sensor se ha utilizado una laminadora (modelo *Photopro 33* de la compañía *Albyco Nederland B. V.*).

El efecto de la capa protectora se muestra en la Figura 2.12, donde se incluye la respuesta frecuencial de los coeficientes de transmisión para el sensor sin proteger y protegido. Se puede apreciar que ambas respuestas son similares pero, en el caso del sensor protegido, se observa un desplazamiento frecuencial de 30 MHz (1.63 % con respecto al sensor sin proteger) hacia frecuencias más bajas. Este efecto es producido debido al cambio que se produce en la permitividad efectiva debido a la capa de 80  $\mu$ m de plástico, tal y como se explicó en la Sección 2.1. Sin embargo, este desplazamiento no afecta a la capacidad del sensor para caracterizar materiales circundantes.



**Figura 2.12:** Coeficiente de transmisión medido del sensor sin proteger y protegido.

---

## 2.4. CARACTERIZACIÓN DIELECTRICA DE LÍQUIDOS

---

### 2.4.2 Caracterización de líquidos

Los materiales elegidos para esta caracterización se muestran en la Tabla 2.2. Estos líquidos han sido previamente caracterizados a temperatura ambiente utilizando el *Dielectric Probe Kit 85070E* de *Agilent* [12]. Este tipo de medidas son de carácter no destructivo, contrariamente a lo que sucedía con el *kit* comercial de los materiales sólidos, ya que se realizan sumergiendo la sonda en cada uno de los líquidos. En la Tabla 2.2 se puede observar como la permitividad relativa de las muestras seleccionadas varía entre 2.45 y 22.52.

Material	Permitividad relativa ( )
Aceite de parafina	2.45
Aceite de oliva	2.94
Aceite de cacahuete	2.94
Aceite de almendra	2.96
Aceite de soja	3.00
Aceite de limón	3.03
Aceite de ricino	3.37
Cloroformo ( )	5.77
Acetona	22.52

**Tabla 2.2:** Permitividad relativa de los materiales sólidos medida con el kit de verificación 85070E.

Después de realizar esta caracterización (con el kit comercial) se

## CAPÍTULO 2. SENSORES BASADOS EN METAMATERIALES. SOLUCIÓN CABLEADA.

---

han realizado un conjunto de simulaciones (utilizando ADS) para obtener la respuesta simulada de todos estos materiales. Esta caracterización previa ha servido para modelar las propiedades electromagnéticas de los líquidos en las simulaciones así como para poder compararlo, posteriormente, con las medidas. La Figura 2.13a muestra la dependencia de la permitividad relativa con respecto al desplazamiento frecuencial en % (tomando como referencia la frecuencia de resonancia del sensor en espacio libre) al sumergir el sensor en cada líquido. Se puede observar que, para las muestras simuladas, el desplazamiento frecuencial varía entre 3.54 % y 21.90 % para una variación de la permivitivdad relativa de entre 2.45 y 22.52. Como se puede apreciar, existe una gran diferencia en los valores de permitividad entre el último líquido ( $\epsilon_r = 22.52$ ) y el penúltimo ( $\epsilon_r = 5.77$ ). Esto se debe a la imposibilidad de encontrar líquidos no polares con una permitividad relativa comprendida entre esos dos valores. Sin embargo, con el objetivo de observar la tendencia del desplazamiento de la frecuencia de resonancia, se han realizado simulaciones adicionales para valores de permitividades comprendidos entre 5.77 y 22.52. Por otro lado, en la Figura 2.13 también se puede observar como el desplazamiento frecuencial para las muestras medidas varía entre 3.02 % y 21.90 %. En la misma Figura también se incluye tanto un zoom del desplazamiento frecuencial para valores de permitividad comprendidos entre 2.45 y 7 (Figura 2.13b), como un ajuste cuadrático del desplazamiento frecuencial en función de la permitividad. Esta aproximación se rige por la siguiente ecuación:

$$(2.12)$$

Esta aproximación puede ser utilizada para estimar la permitivi-

## 2.4. CARACTERIZACIÓN DIELECTRICA DE LÍQUIDOS

---

dad relativa, después de haber medido el desplazamiento frecuencial producido al sumergir el sensor en las distintas muestras, siguiendo la siguiente ecuación:

$$(2.13)$$

El error medio entre la aproximación de la permitividad y las medidas es del 1.65 %. En este caso la sensibilidad del sensor para la caracterización de líquidos ( ) resulta en un 0.94 %.

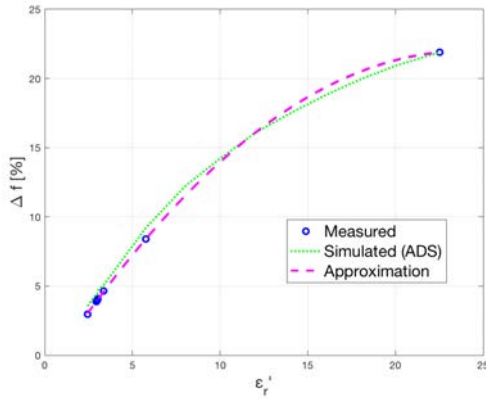
Las medidas de los líquidos se han realizado sumergiendo los SRRs del sensor en las distintas muestras a temperatura ambiente, tal y como se puede ver en la Figura 2.14. Al realizar las medidas, se ha podido observar que la respuesta del sensor vuelve rápidamente a su estado inicial, después de quitarlo del líquido y limpiarlo adecuadamente para eliminar posibles restos residuales de muestra. Este proceso de limpieza se puede realizar con algún tipo de disolvente como la acetona, el tolueno o el isopropanol.

### 2.4.3 Caracterización de disoluciones etanol-agua

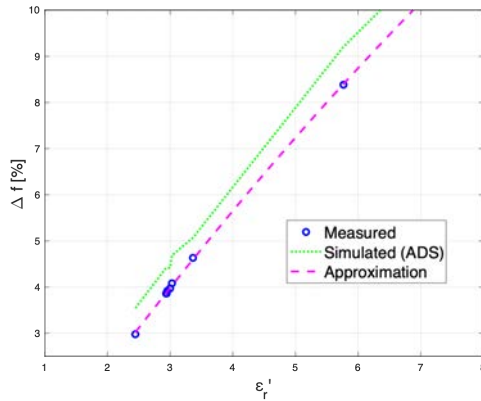
Finalmente, se ha querido demostrar la viabilidad del sensor a la hora caracterizar disoluciones binarias. Para ello, se han realizado varias disoluciones con distintas concentraciones de agua y etanol. Estas concentraciones van desde el 0 % al 100 % de ambos líquidos. La Figura 2.15 muestra la dependencia de la cantidad de agua en la muestra (medida en %) sobre el desplazamiento frecuencial en % (con respecto a la frecuencia de resonancia del sensor sumergido en una disolución con una cantidad del 100 % de etanol). En esta Figura se puede observar como para disoluciones con un porcentaje de agua de entre el 0 % y el 100 % el desplazamiento frecuencial varía entre el 0 %

## CAPÍTULO 2. SENSORES BASADOS EN METAMATERIALES. SOLUCIÓN CABLEADA.

---



(a)



(b)

**Figura 2.13:** Desplazamiento frecuencial en función de la permitividad relativa de los líquidos: medidas (círculos azules), simulaciones (línea punteada verde) y la aproximación (línea magenta discontinua) para una variación de la permitividad relativa de 2.45 a 22.5 (a) y de 2.45 a 7 (b).





**Figura 2.14:** Sensor sumergido en acetona.

(disolución de etanol sin agua) y el 15.32 % (disolución de agua sin etanol). En la misma Figura también se incluye una aproximación del desplazamiento frecuencial en función de la cantidad de agua. Esta aproximación se rige por la siguiente ecuación:

$$(2.14)$$

donde  $\alpha$  representa el porcentaje de agua presente en la disolución. Esta aproximación se puede utilizar fácilmente para estimar la

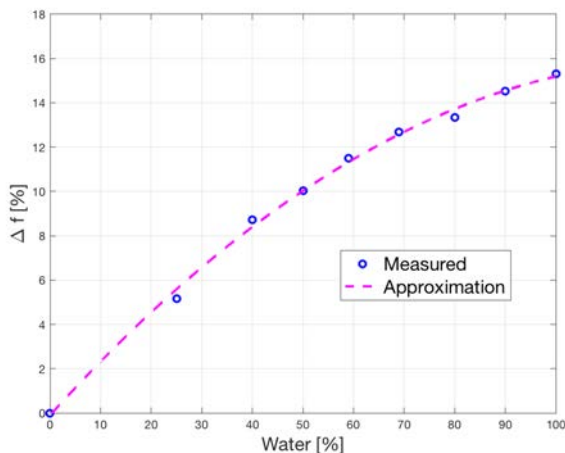
## CAPÍTULO 2. SENSORES BASADOS EN METAMATERIALES. SOLUCIÓN CABLEADA.

---

cantidad de agua, después de haber medido el desplazamiento frecuencial producido al sumergir el sensor en las distintas mezclas, siguiendo la siguiente ecuación:

$$(2.15)$$

En este caso el error medio entre la aproximación de la cantidad de agua y las medidas es del 3.06 %. Mientras que la sensibilidad del sensor ( ) resulta en un 0.15 %. Cabe destacar que, aunque en este caso se han realizado medidas de disoluciones de etanol y agua, este experimento podría extrapolarse a otro tipo de disoluciones.



**Figura 2.15:** Desplazamiento frecuencial en función de la cantidad de agua (en %) presente en una disolución de etanol-agua.

### 2.5 Conclusiones

En este capítulo se ha presentado un sensor electromagnético, impreso, completamente pasivo y cableado. El sensor está basado en una línea de transmisión *microstrip* cargada con SRRs, los cuales introducen un *notch* de transmisión. El principio de funcionamiento se basa en la detección de este *notch* cuando varía la permitividad efectiva del medio al situar un material sobre el sensor (para el caso de materiales sólidos), o al sumergirlo (para el caso de materiales líquidos). En primer lugar, se ha expuesto el principio de funcionamiento combinando teoría y simulaciones electromagnéticas de onda completa. En segundo lugar, se ha fabricado un prototipo y se ha demostrado que esta tecnología es perfectamente válida para propósitos de caracterización de carácter no destructivo. Dicho sensor ha sido caracterizado para detectar espesores delgados, para caracterizar la permitividad dieléctrica de materiales sólidos, para caracterizar la permitividad dieléctrica de líquidos y para caracterizar disoluciones binarias. En todos los casos se incluyen aproximaciones con el objetivo de estimar el parámetro bajo medida (espesor, permitividad o porcentaje de agua). Finalmente, se ha podido observar que el error medio entre aproximación y medida es inferior a 3.10 para todos los experimentos realizados.



# CAPÍTULO 3

---

## SENSORES BASADOS EN METAMATERIALES: SOLUCIÓN *CONTACTLESS*

---

### 3.1 Sensor *contactless* basado en Split-Ring Resonators

La primera posibilidad para conseguir un sensor inalámbrico consiste en integrar los SRRs presentados en el Capítulo 2 junto con una antena. Por lo tanto, en este Capítulo se presentará un sensor electromagnético, impreso y completamente pasivo. Este sensor está basado en un monopolo cargado con SRRs. Con esta propuesta se conseguirá un sensor completamente planar, de bajo coste y *contactless* o de proximidad (traducción que suele adoptarse en castellano). El principio de funcionamiento del sensor es similar al que se expuso en el Capítulo 2. Sin embargo, en este caso, se mide el coeficiente de reflexión en lugar del coeficiente de transmisión. En este Capítulo, también se llevarán a cabo un conjunto de simulaciones de onda completa para

## CAPÍTULO 3. SENSORES BASADOS EN METAMATERIALES. SOLUCIÓN *CONTACTLESS*.

---

corroborar la teoría y definir el diseño final del sensor.

El objetivo principal del Capítulo, es la demostración de que la tecnología propuesta es perfectamente válida de cara a realizar la caracterización dieléctrica de materiales sólidos y líquidos, en tiempo real y dentro de un enlace de corto alcance. Para ello, se utilizarán los mismos materiales que los empleados en el Capítulo 2.

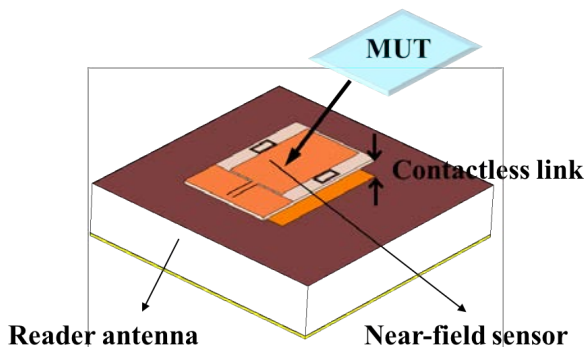
### **3.1.1 Sensor *contactless* basado en un monopolio cargado con SRRs**

El esquema general del sistema de caracterización propuesto se muestra en la Figura 3.1. Este sistema está compuesto por dos elementos principales: una antena lectora y un sensor basado en un monopolio cargado con SRRs. La antena lectora está basada en un parche de banda ancha con el objetivo de poder detectar el desplazamiento frecuencial del *notch* de reflexión (máximo relativo) introducido por el sensor. Cuando la antena lectora excita el sensor mediante una señal electromagnética de campo cercano, los SRRs modulan la respuesta de esta señal insertando un *notch* en el coeficiente de reflexión a su frecuencia de resonancia, el cual depende de la permitividad efectiva del sensor. Por lo tanto, es posible estimar la relación entre la constante dieléctrica del MUT situado sobre el sensor y la frecuencia de resonancia del *notch*. Un incremento en la permitividad efectiva del sensor produce un decremento en la frecuencia de resonancia del *notch* (demostrado en la Subsección 2.1.1). En este estudio, el sistema ha sido probado con materiales sólidos, con una permitividad relativa comprendida entre 1 y 4 (suponiendo una variación de 1.90 GHz a 1.68 GHz), y con líquidos, con una permitividad relativa de entre 1 y 5.77 (suponiendo una variación de 1.86 GHz a 1.78 GHz).

La antena lectora trabaja como una sonda de campo cercano y,

### 3.1. SENSOR *CONTACTLESS* BASADO EN SPLIT-RING RESONATORS

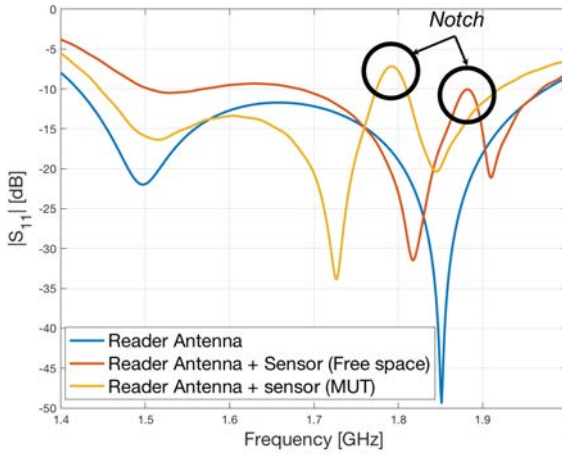
---



**Figura 3.1:** Configuración propuesta del sistema de detección.

por lo tanto, detecta la potencia reflejada del sensor dentro de un enlace *contactless* de aproximadamente 1 cm. Por lo tanto, la variación frecuencial del *notch* se observará en el coeficiente de reflexión,  $S_{11}$ , de la antena lectora. Además, se asume que la antena lectora y el monopolo están correctamente apuntados, y que los campos electromagnéticos presentan la misma orientación y, por consiguiente, son compatibles. Por otro lado, el ruido térmico introducido por el canal, las interferencias externas y la naturaleza estadística de proceso de detección se consideran insignificantes. La Figura 3.2 muestra un ejemplo de la respuesta del sistema. El sistema trabaja de la siguiente manera: cuando no hay acoplo entre el sensor y la antena lectora, la antena lectora está adaptada dentro de todo su ancho de banda de trabajo y, como resultado, la potencia reflejada es muy baja. Por el contrario, cuando el sensor está acoplado a la antena lectora (Figura 3.13) aparece un *notch* de reflexión dentro de su respuesta, causado por la potencia reflejada por el sensor. Este *notch* variará en función

de la permitividad del MUT que cubra el sensor, tal y como se explicó previamente. El efecto que produce el *notch* es que la potencia reflejada aumenta drásticamente y, por lo tanto, el lector recibe una señal muy elevada.



**Figura 3.2:** Ejemplo de la respuesta del sistema textitcontactless.

### 3.1.2 Antena lectora

Con respecto a la antena lectora, esta ha sido diseñada para cubrir todo el ancho de banda de trabajo del sistema de caracterización. Se ha elegido una antena tipo parche ya que es fácil de fabricar y de bajo coste. Además, sus características de radiación (diagrama de radiación *broadside* y polarización lineal) son adecuadas para esta aplicación, en términos de compatibilidad electromagnética con el sensor. Un diagrama de radiación *broadside* se caracteriza por tener un lóbulo principal poco directivo y con máxima radiación en la dirección perpendicular



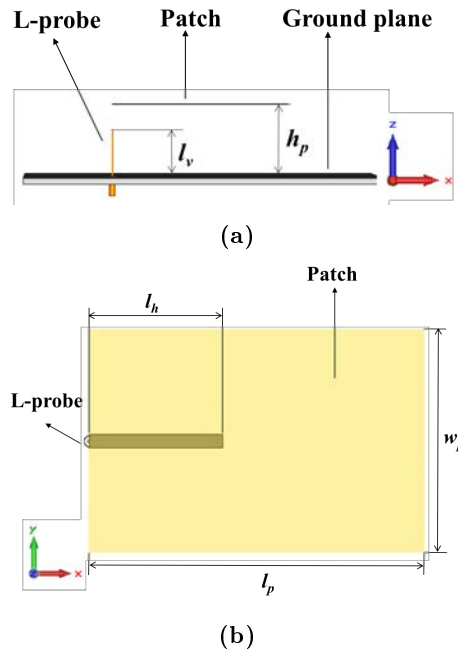
### 3.1. SENSOR *CONTACTLESS* BASADO EN SPLIT-RING RESONATORS

---

al plano de masa. Sin embargo, las antenas parche convencionales son antenas resonantes. Por este motivo el parche utilizado para esta aplicación está inspirado en el diseño de banda ancha propuesto en [72]. El diseño está basada en un parche microstrip convencional utilizando como alimentación una sonda en forma de L, consiguiendo todo el ancho de banda requerido para la aplicación (de 1.68 GHz a 1.90 GHz).

Por lo tanto, con el objetivo de cubrir el ancho de banda deseado, se han calculado las dimensiones de la antena lectora siguiendo el procedimiento sugerido en [72] (Figura 3.3):  $W = 10$  mm,  $L = 25$  mm,  $W_p = 16$  mm, y  $L_p = 10$  mm. Por otro lado, el sustrato empleado es un *foam* (Rohacell 51 HF) con  $\epsilon_r = 1.05$  y  $\tan \delta = 0.0005$ , cubierto por una lámina de Kapton de 80  $\mu$ m metalizado con una capa de cobre de 17  $\mu$ m. El plano de masa tiene un espesor de 1.56 mm y es de latón.

Además, se propone un modelo de circuito equivalente, alternativo al descrito en [72], para el parche de banda ancha (Figura 3.4). En este circuito equivalente la sonda en forma de L está representada por las inductancias  $L_1 = 1.5$  nH y  $L_2 = 1.5$  nH. Además, el brazo horizontal de la sonda está acoplado al parche a través de la inductancia mutua  $M = 1.5$  nH, la cual modela el acoplo magnético entre  $L_1$  y  $L_2$  [72] ( $L_1$  se corresponde al parche y presenta un valor de 10.8 nH). Por otro lado, el parche presenta una estructura que puede ser modelada como una línea microstrip [127], en este caso con una longitud  $L_p = 10$  mm, y con una anchura de  $W_p = 16$  mm [72], siendo  $\lambda_0$  la longitud de onda en el vacío referida a la frecuencia central (1.80 GHz) del ancho de banda de funcionamiento del parche. Se ha considerado un circuito RC paralelo ( $R = 10$   $\Omega$  y  $C = 1$  pF)

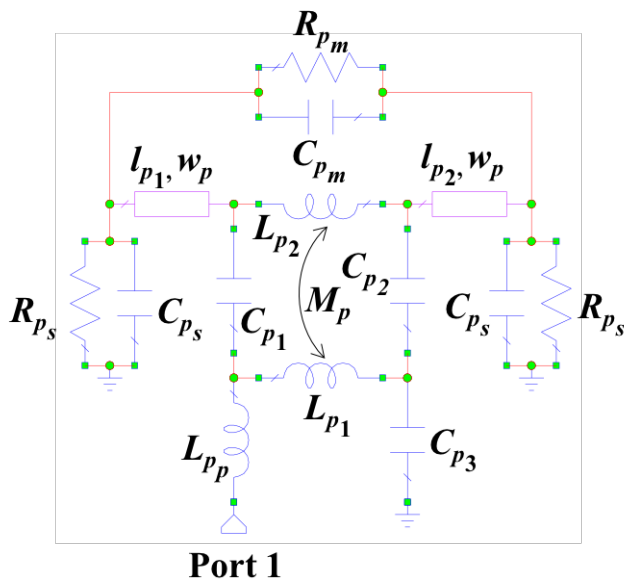


**Figura 3.3:** Esquema de la antena lectora: vista lateral (a) y vista superior (b).

### 3.1. SENSOR *CONTACTLESS* BASADO EN SPLIT-RING RESONATORS

---

pF) en cada borde del parche para modelar los campos radiados y almacenados en las proximidades del parche [127, 128]. Además, y pF tienen en cuenta el acoplo mutuo entre las aberturas radiantes al final de las líneas de transmisión [127]. Finalmente, los condensadores restantes ( pF, pF y pF) modelan los efectos parásitos debidos a las interacciones entre los conductores de la antenna.



**Figura 3.4:** Modelo circuital equivalente del parche de banda ancha.

La Figura 3.5 muestra el coeficiente de reflexión obtenido de la simulación con CST y del modelo equivalente circuital, así como el medido con el analizador vectorial de redes. Se puede observar una

## CAPÍTULO 3. SENSORES BASADOS EN METAMATERIALES. SOLUCIÓN *CONTACTLESS*.

---

gran similitud entre todas las respuestas. Además, también se puede observar como la antena está adaptada entre 1.43 GHz y 1.98 GHz. Esto permitirá al sistema determinar permitividades de sólidos entre 1 y 4, y de líquidos entre 1 y 5.77, tal y como se deduce de los resultados de simulación y medida (ver Subsecciones 3.2 y 3.3). Para dichas medidas se utilizaron los mismos materiales que en el Capítulo 2.

En la Figura 3.6 se muestra la vista lateral (Figura 3.6a) y la vista en planta (Figura 3.6b) de la antena lectora fabricada. Por otro lado, en la Figura 3.7 se puede observar el diagrama de radiación medido a 1.6 GHz, 1.75 GHz y 1.9 GHz. En estas medidas se incluyen tanto el plano E como el plano H, así como la polarización copolar (Co-Pol) y la contrapolar (X-Pol). En la Tabla 3.1 se incluyen las medidas en radiación de la antena fabricada. Se puede observar que el ancho de haz a -3 dB en el plano E varía entre 64.50 y 56.57, mientras que en el plano H varía entre 71.84 y 87.90. La polarización contrapolar en el plano E varía entre -16.12 dB y -20.08 dB, mientras que en el plano H varía entre -8.06 dB y -11.20 dB. Finalmente, la ganancia de la antena varía entre 6.13 dB y 7.42 dB.

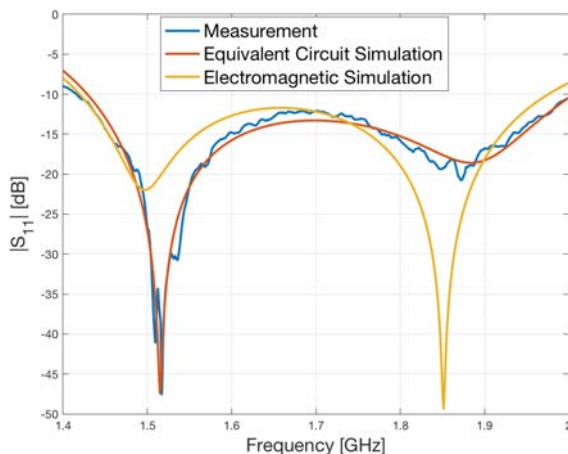
### 3.1.3 Principio de funcionamiento

En este caso, tal y como sucedía con el sensor cableado (Capítulo 2), se han utilizado un par de SRRs, sin embargo, en esta ocasión acoplados a un monopolo. El esquema de un único SRR se mostró en la Figura 2.2. Estos SRRs introducirán un *notch* en el coeficiente de reflexión del monopolo. Se han considerado dos SRRs en lugar de solo uno para incrementar el acoplo entre el monopolo y los anillos.

Las ecuaciones de diseño del SRR (ecuaciones (2.3), (2.4) y (2.5)) se presentaron en la Subsección 2.1.1. En ese mismo Capítulo también se presentó y demostró el comportamiento del *notch* cuando se situa-

### 3.1. SENSOR *CONTACTLESS* BASADO EN SPLIT-RING RESONATORS

---



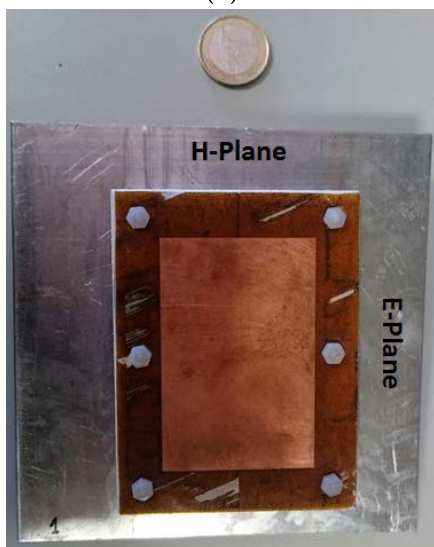
**Figura 3.5:** Coeficiente de reflexión del parche de banda ancha: medida (línea sólida azul), equivalente circuital (línea sólida roja) y simulación electromagnética (línea sólida naranja).

ban diferentes materiales sobre los SRRs. Por otro lado, cabe destacar que se han modificado ligeramente las dimensiones de los SRRs del Capítulo 2 para que su frecuencia resonancia esté dentro del ancho de banda de trabajo del monopolo (se verá con más detalle en la Sección 3.1.5).

Por lo tanto, el principio de funcionamiento es similar al que ya se explicó en el Capítulo anterior. Sin embargo, en este caso se utiliza el *notch* introducido por los SRRs en el coeficiente de reflexión del monopolo, permitiendo el uso de un solo puerto y trabajando de forma inalámbrica, lo cual supone grandes ventajas. La detección se basa en el desplazamiento frecuencial del *notch* producido cuando se sitúa un



(a)

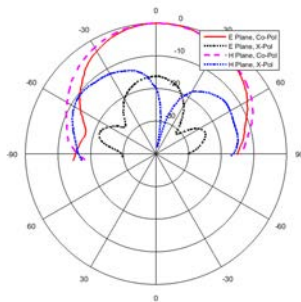


(b)

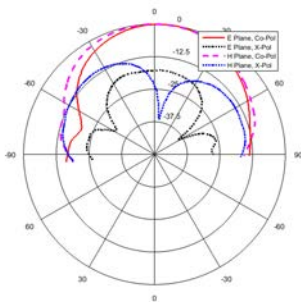
**Figura 3.6:** Antena lectora fabricada: vista lateral (a) y vista en planta (b).

### 3.1. SENSOR *CONTACTLESS* BASADO EN SPLIT-RING RESONATORS

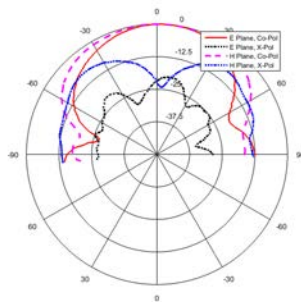
---



(a)



(b)



(c)

**Figura 3.7:** Diagrama de radiación medido de la antena lectora a diferentes frecuencias: 1.6 GHz (a), 1.75 GHz (b) y 1.9 GHz (c).

<b>Antena lectora</b>			
<b>f [GHz]</b>	1.6	1.75	1.9
<b>Ancho E [ ]</b>	64.50	57.56	56.57
<b>Ancho H [ ]</b>	71.84	71.97	87.90
<b>XPOL E [dB]</b>	-16.12	-17.59	-20.08
<b>XPOL H [dB]</b>	-10.55	-11.20	-8.06
<b>Ganancia [dB]</b>	7.42	6.74	6.13

**Tabla 3.1:** Resultados medidos del ancho de haz a - 3 dB, de los máximos niveles de polarización contrapolar y de la ganancia de la antena lectora.

material sobre los SRRs.

#### 3.1.4 Metodología de diseño

Para este sistema de caracterización se han considerado tecnologías planares por varias razones: su reducido peso y sus pequeñas dimensiones, el bajo coste de implementación, su fabricación precisa y sencilla, y la facilidad a la hora de realizar medidas. En este sentido, se consideraron tres tipos de antenas impresas como elemento radiante del sensor: parches convencionales, parches de banda ancha y monopolos impresos. Estas tres alternativas son electromagnéticamente compatibles tanto con el parche usado como antena lectora como con los SRRs. Sin embargo, las especificaciones de diseño para el sistema de caracterización exigen que la frecuencia del *notch* cambie de forma significativa en función de la permitividad relativa del MUT. En consecuencia, no es recomendable utilizar parches convencionales



### 3.1. SENSOR *CONTACTLESS* BASADO EN SPLIT-RING RESONATORS

---

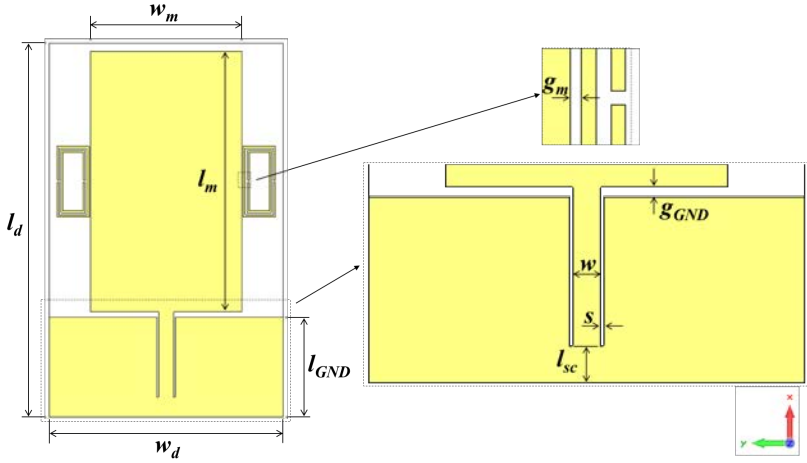
como solución a este problema, ya que son antenas resonantes. Por lo tanto, debido a la naturaleza estrecha de su ancho de banda, dentro de la respuesta frecuencial de la antena lectora no se apreciaría ningún cambio al modificar el valor de la permitividad relativa del MUT. Es decir, en un parche de banda estrecha el *notch* quedaría fuera de la resonancia del parche, y esta ya es una zona en la que se refleja potencia sin necesidad de los SRRs. Por otro lado, tanto los parches de banda ancha como los monopolos podrían resolver este problema, pero los monopolos resultan en una solución más compacta y fácil de implementar, lo que resulta ventajoso para el propósito de este sistema. Aunque las antenas tipo monopolo generalmente proporcionan una ganancia menor que las antenas tipo parche en la región de campo lejano [128], esto no supone un problema para esta aplicación de campo cercano ya que las pérdidas de propagación en espacio libre serán prácticamente nulas. Además, también se pueden diseñar para presentar máximo acoplo en la dirección ortogonal a su plano de masa.

Por todos estos motivos, se ha decidido utilizar una antena tipo monopolo de ancho  $W$  y largo  $L$  (ver Figura 3.8). Además, se utiliza FR-4 como sustrato ( $\epsilon_r = 4.4$  y  $\tan \delta = 0.002$ ) con un espesor de 1.35 mm y una metalización de cobre con un espesor de 17 nm. El monopolo está terminado con una línea CPW (CPW, por sus siglas del inglés, *Coplanar Waveguide*). Una línea CPW está formada por una única tira conductora impresa de ancho  $W_{CPW}$ , sobre un sustrato dieléctrico, junto con un par de metalizaciones a modo de plano de masa (una a cada lado de la tira conductora). Todos los conductores se sitúan en la misma cara del sustrato y, por lo tanto, son coplanares. Entre la línea y las metalizaciones del plano de masa hay una pequeña

### CAPÍTULO 3. SENSORES BASADOS EN METAMATERIALES. SOLUCIÓN *CONTACTLESS*.

---

separación, . Los dos SRR se sitúan a una distancia del monopolito, centrados en sus lados [129]. En la Figura 3.8 se muestra el diseño monocapa resultante. En la estructura mostrada en la Figura 3.8 se emplea un *stub* en cortocircuito en la línea de alimentación debido a que no se utilizará ningún tipo de conector.



**Figura 3.8:** Esquema del sensor basado en un monopolito cargado con SRRs.

Esta estructura resulta apropiada para el sistema propuesto: por un lado, es capaz de abarcar el rango de frecuencias (1.68 GHz a 1.90 GHz) relacionado con la variación de la constante dieléctrica de los diferentes MUT; por otro lado, se puede acoplar fácilmente a estructuras resonantes, introduciendo el *notch* deseado en el coeficiente de reflexión del monopolito dentro del rango de frecuencias mencionado anteriormente. Dicha peculiaridad puede ser aplicada a estas antenas

### 3.1. SENSOR *CONTACTLESS* BASADO EN SPLIT-RING RESONATORS

---

tipo monopolo impresas, debido al hecho de que los monopolos inducen, igual que las líneas de transmisión microstrip y las antenas tipo parche, una fuerte componente de campo magnético en la dirección normal a la estructura. Es decir, el campo magnético del monopolo es normal a los SRRs, consiguiendo de ese modo excitarlos, tal y como se conseguía con la línea microstrip en el Capítulo 2. Por lo tanto, se espera un comportamiento banda eliminada en el coeficiente de reflexión del monopolo cargado con SRRs, similar al que se obtuvo en el Capítulo 2 con la línea microstrip cargada con SRRs. El diseño final del monopolo sensor incluye un *stub* en cortocircuito al final de la línea de alimentación (en lugar de un puerto). Su propósito es optimizar la detección del *notch* en la potencia reflejada recibida en el detector del lector, de modo que no exista la necesidad de soldar un conector al sensor, consiguiendo que la estructura sea más compacta y simple, y de tipo *contactless*.

El proceso de diseño que se ha llevado a cabo es el siguiente: como primera aproximación (Subsección 3.1.5), se ha simulado y diseñado un monopolo rectangular convencional alimentado por una línea CPW y adaptado a un puerto de 50  $\Omega$ , consiguiendo una buena adaptación dentro de todo el ancho de banda de trabajo. Después, se ha cargado el monopolo con los SRRs, con el objetivo de introducir el *notch* de reflexión a la frecuencia de resonancia deseada (1.90 GHz). Llegados a este punto, se probó el sensor con varios MUT para verificar su correcto comportamiento, es decir, que se pueda detectar un desplazamiento apreciable en el *notch* dependiendo de la permitividad del material. A continuación (Subsección 3.1.6), se cortocircuitó la línea CPW con un *stub* (de una longitud optimizada) conectado a los planos de masa, obteniendo un sensor de campo cercano impre-

so sin conectores (la decisión de cortocircuitar el final de la línea de alimentación se discutirá en la siguiente Subsección). Tal y como se explicó previamente, el sensor está acoplado a la antena lectora y, por lo tanto, la respuesta de sistema de caracterización se obtendrá en el puerto del parche lector. Las dimensiones finales del sensor se han seleccionado a través de un análisis paramétrico, con el objetivo de obtener el comportamiento deseado en la banda baja de gigahercios (por debajo de 2 GHz), de acuerdo al ancho de banda de la antena lectora. Además, cabe destacar que el sensor puede ser fácilmente escalado y, por lo tanto, rediseñado para trabajar en otro rango de frecuencias.

### 3.1.5 Sensor monopolo conectorizado

Las dimensiones finales del monopolo acabado con un conector SMA (Figura 3.8) son  $L = 52$  mm y  $W = 30.16$  mm, mientras que el sustrato de FR-4 tiene unas dimensiones de  $L_s = 74.35$  mm y  $W_s = 46.86$  mm. Los parámetros de la línea de alimentación son  $L_a = 3$  mm y  $W_a = 0.3$  mm (correspondientes a una línea CPW de 50  $\Omega$ ). La longitud del plano de masa es de  $L_m = 20$  mm, mientras que el gap entre los planos de masa y el monopolo es de  $G = 1$  mm. Los SRRs están centrados con respecto al monopolo y situados a una distancia de  $D = 0.3$  mm. El resto de parámetros de los SRRs son:  $L_r = 15$  mm,  $W_r = 6.7$  mm, mientras que  $G_r = 0.4$  mm (estas dimensiones producen una frecuencia de resonancia dentro de ancho de banda de monopolo).

Para explicar físicamente el comportamiento de la estructura, en la Figura 3.9 se muestra el equivalente circuital de monopolo propuesto en [73]. De forma similar a la antena tipo parche, el conjunto del monopolo y su línea de alimentación se pueden interpretar como una

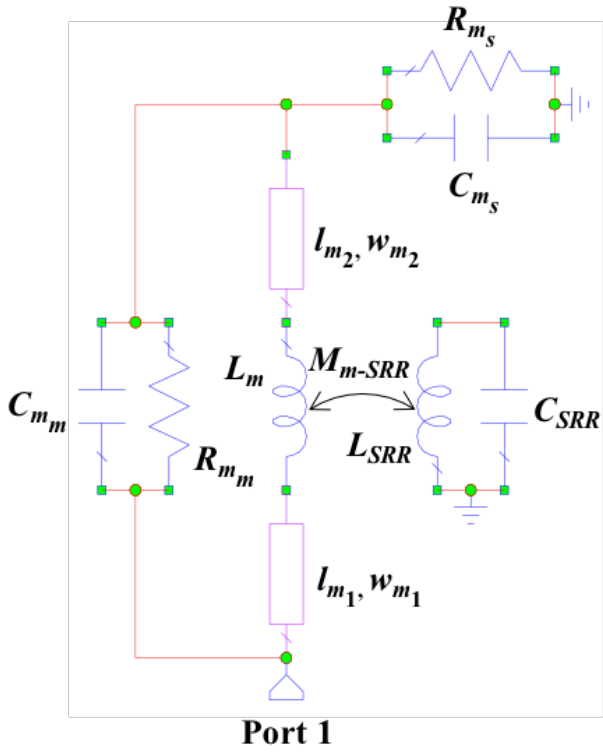
### 3.1. SENSOR *CONTACTLESS* BASADO EN SPLIT-RING RESONATORS

---

línea de transmisión dividida en dos secciones de longitudes  $l_{m1} \approx 0.24\lambda_o$  y  $l_{m2} \approx 0.27\lambda_o$ , y con una anchura de  $w_{m1} \approx 0.12l_{m1}$  y  $w_{m2} \approx 0.19l_{m2}$ , respectivamente. Siendo  $\lambda_o$  la longitud de onda en el vacío correspondiente a la frecuencia de resonancia de los SRRs ( $\approx 1.90$  GHz). El circuito asociado a los SRRs ( $L_{SRR} = 1.55$  nH y  $C_{SRR} = 4.4$  pF) se acopla al monopolo (por medio de  $L_m = 0.33$  nH) a través de la inductancia mutua,  $M_{m\ SRR} = 0.61$  nH. Se puede probar que una variación de  $L_{SRR}$  y/o  $C_{SRR}$  provoca un desplazamiento de la frecuencia de resonancia medida en el puerto. Finalmente, el circuito paralelo  $RC$  ( $R_{m_s} = 26.6\ \Omega$  y  $C_{m_s} = 0.76$  pF) se coloca en el borde del monopolo para modelar los campos radiados y almacenados en las inmediaciones del monopolo. Además,  $R_{mm} = 185.02\ \Omega$  y  $C_{mm} = 0.47$  pF tienen en cuenta el acoplo mutuo entre las aberturas radiantes.

En la Figura 3.10a se muestra el sensor monopolo fabricado. En esta imagen se puede ver como al final de la línea CPW se ha soldado un conector tipo SMA hembra, actuando como el puerto del sensor. La Figura 3.10b muestra el coeficiente de reflexión simulado y medido de este monopolo. Se puede apreciar una gran similitud entre medida y simulación. Además, se puede observar que la respuesta del monopolo presenta un nivel de adaptación adecuado para la banda de trabajo (por debajo de los -10 dB). Por otro lado, se consigue el *notch* de reflexión a la frecuencia de resonancia de los SRRs ( $\approx 1.90$  GHz).

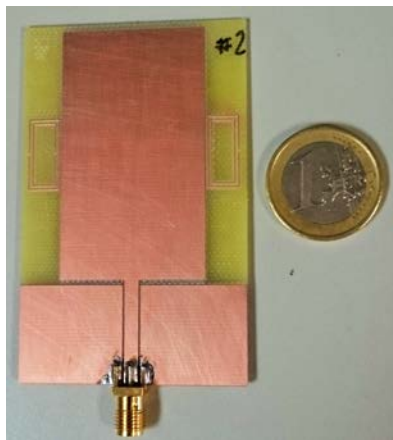
A continuación, se demuestra que el sensor propuesto es capaz de detectar diferentes MUTs. Antes de mostrar los resultados, cabe destacar que todas las muestras utilizadas para cubrir el sensor tienen el mismo espesor ( $\approx 1.75$  mm) con el objetivo de obtener unas medidas lo más rigurosas posible. La Figura 3.11 muestra las simulaciones, realizadas con CST, y las medidas correspondientes del sensor, tomadas



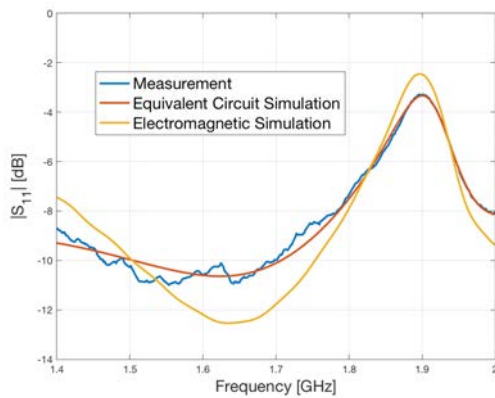
**Figura 3.9:** Circuito equivalente del sensor conectorizado.

### 3.1. SENSOR *CONTACTLESS* BASADO EN SPLIT-RING RESONATORS

---



(a)



(b)

**Figura 3.10:** Sensor conectorizado: prototipo fabricado (a) y su coeficiente de reflexión (b).

### CAPÍTULO 3. SENSORES BASADOS EN METAMATERIALES. SOLUCIÓN *CONTACTLESS*.

---

con el analizador vectorial de redes. El objetivo de la simulación es validar que la tendencia de la frecuencia de resonancia es consistente con las medidas. Se puede apreciar una buena concordancia en ambos casos. Además, queda claro que el comportamiento del sensor es el esperado, ya que la frecuencia de resonancia varía en relación al valor de la permitividad relativa de los MUTs. La Tabla 3.2 muestra los resultados de las medidas. La frecuencia de resonancia disminuye de 1.90 GHz a 1.68 GHz a medida que la permitividad relativa de los MUTs aumenta de 1 a 3.85, tal y como era de esperar.

Material	Permitividad relativa ( )	Frecuencia de resonancia ( [GHz])
Espacio libre	1.00	1.902
Espuma de alta densidad	1.78	1.800
PVC	2.80	1.753
FR-4	3.85	1.675

**Tabla 3.2:** Frecuencia de resonancia medida del sensor monopolo para diferentes MUTs.

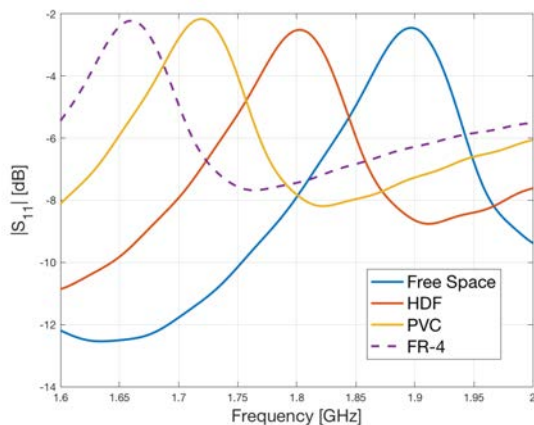
#### 3.1.6 Sensor monopolo acabado en cortocircuito

En esta Sección se trata la optimización del sensor monopolo por medio de una serie de simulaciones. En el modelo desarrollado, el sensor está correctamente apuntado y centrado con respecto al parche

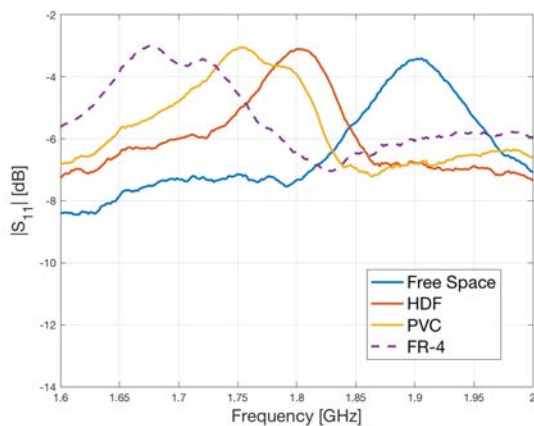


### 3.1. SENSOR *CONTACTLESS* BASADO EN SPLIT-RING RESONATORS

---



(a)



(b)

**Figura 3.11:** Coeficiente de reflexión del sensor midiendo diferentes MUT: simulado (CST) (a) y medido (b).

### CAPÍTULO 3. SENSORES BASADOS EN METAMATERIALES. SOLUCIÓN *CONTACTLESS*.

---

lector. Estos dos elementos se sitúan a una distancia de aproximadamente 1 cm, es decir, dentro de la región de campo cercano (ya que la distancia es mucho más pequeña que la longitud de onda). La comunicación en campo cercano es posible debido a que ambos elementos trabajan dentro del mismo rango frecuencial, sus campos presentan la misma orientación y están correctamente apuntados. El objetivo es optimizar la detección del *notch* en el puerto de la antena lectora y, como consecuencia, se evalúan tres cargas estándares conectadas a la línea de alimentación del monopolo (considerando  $z = 0$  mm): cortocircuito, carga adaptada ( $50 \Omega$ ) y circuito abierto.

Cabe destacar que el coeficiente de reflexión en el puerto del lector no solo depende de la carga del sensor, sino también de las pérdidas por desadaptación entre la impedancia de entrada del sistema completo y la impedancia de carga del monopolo [130, 131]. Este coeficiente tiene en cuenta la impedancia de entrada del lector, la impedancia de entrada del monopolo, la impedancia de carga del monopolo y los efectos de acoplo entre la antena del lector y el sensor. Todos estos factores han sido incluidos y, por lo tanto, pueden ser modelados en el circuito de la Figura 3.14. Por otro lado, cabe mencionar que existen otros efectos no deseados que podrían influir en la potencia reflejada, como las reflexiones múltiples o la difracción.

Los resultados de las simulaciones (realizadas con CST) se muestran en la Figura 3.12a. Se puede apreciar como la tendencia de los casos de circuito abierto y de la carga de  $50 \Omega$  son similares. Aún así, la potencia reflejada en el puerto del lector es menor cuando el puerto del sensor está cargado con  $50 \Omega$ , porque el valor conjugado de la impedancia de entrada del sistema está más cerca de su impedancia de carga al final de la línea de alimentación [130, 131]. Sin

### 3.1. SENSOR *CONTACTLESS* BASADO EN SPLIT-RING RESONATORS

---

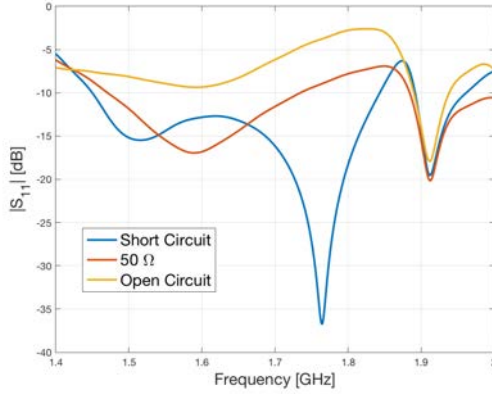
embargo, entre 1.6 GHz y 1.9 GHz, la tendencia correspondiente al cortocircuito es diferente de los otros casos, ya que se puede apreciar claramente el *notch* introducido por el sensor a 1.88 GHz (frecuencia de resonancia) (Figura 3.12a). Además, también se observa un mínimo relativo de la potencia reflejada a 1.76 GHz, dado que las pérdidas por desadaptación entre la impedancia de entrada del sistema y la impedancia de carga del monopolo son cercanas a cero, lo que supone una ventaja para el objetivo de detección del sistema. Por lo tanto, la configuración que presenta unos mejores resultados para propósitos de caracterización es el cortocircuito, ya que el *notch* de reflexión es claramente más apreciable en la antena lectora.

Después de determinar que acabar la línea de alimentación del sensor con un *stub* en cortocircuito representa la opción más óptima, se ha optimizado la longitud de dicho *stub* ( ). En este caso, el criterio de diseño es estrechar el *notch* lo máximo posible (para una detección más precisa), pero manteniendo un máximo local claramente definido. Este análisis se muestra en la Figura 3.12b. Realizando una pequeña inspección a esos resultados, se puede determinar que el valor de  $l = 4$  mm representa la solución más adecuada. Esta elección se basa en que, para esa longitud, la resonancia es más nítida que para valores más bajos de  $l$  y, además, el valor de pico de esa resonancia es todavía muy detectable. Con esta nueva configuración, la frecuencia de resonancia se ha desplazado ligeramente (1.88 GHz) con respecto al caso del monopolo aislado, debido a los efectos de acoplo mutuo entre el parche lector y el sensor monopolo. Cabe destacar que con este diseño se consigue un sensor monopolo completamente impreso, sin electrónica adicional ni conectorización.

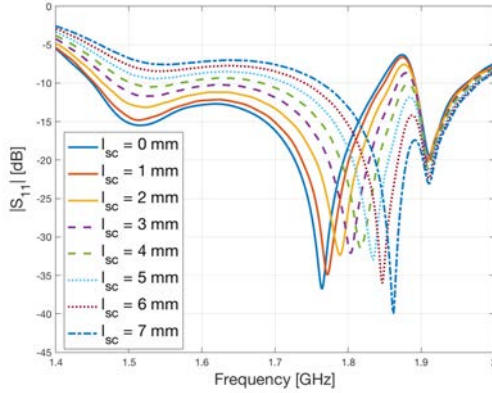
La Figura 3.13a representa la simulación de la distribución de cam-

### CAPÍTULO 3. SENSORES BASADOS EN METAMATERIALES. SOLUCIÓN *CONTACTLESS*.

---



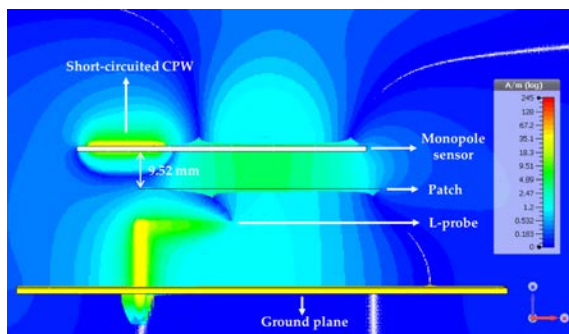
(a)



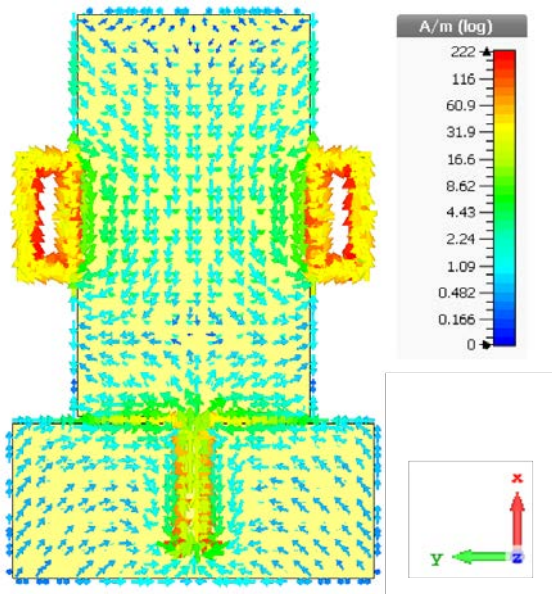
(b)

**Figura 3.12:** Coeficiente de reflexión simulado (CST) del sistema completo para: diferentes cargas estándar al final de la línea de alimentación del monopolo (  $0 \text{ mm}$  ) (a) y para diferentes valores de  $l_{sc}$  ( $stub$  en cortocircuito al final de la línea de alimentación) (b).

### 3.1. SENSOR *CONTACTLESS* BASADO EN SPLIT-RING RESONATORS



(a)



(b)

**Figura 3.13:** Distribución de campo simulada (CST) para el sistema completo a la frecuencia de resonancia (1.88 GHz): campo magnético (a) y la corriente de superficie del sensor cortocircuitado (b).

### CAPÍTULO 3. SENSORES BASADOS EN METAMATERIALES. SOLUCIÓN *CONTACTLESS*.

---

po magnético del sistema completo a la frecuencia de resonancia (1.88 GHz). Se puede verificar que, dado que la antena lectora y el monopolo presentan las mismas componentes de campo, son electromagnéticamente compatibles, y el acoplo es máximo en *broadside* (dirección  $z$ ). Además, está claro que el campo magnético es más fuerte al final de la línea de alimentación del monopolo, debido al cortocircuito. De este modo, la señal de interrogación enviada por el lector se acopla al monopolo y es codificada por los SRRs. Entonces, esta señal se propaga por el sensor hasta que llega al final de la línea CPW cortocircuitada y, en este punto, la potencia se refleja de vuelta hacia el monopolo. Finalmente, el monopolo refleja la señal, modificada por los SRRs, hacia el lector donde se detecta la respuesta de los sensores que varía en función del MUT sobre ellos.

La Figura 3.13b muestra la simulación de la distribución de corriente superficial en el sensor a la frecuencia de resonancia. En esta imagen se puede ver como los SRRs se excitan correctamente (se induce una fuerte corriente en ellos debido a que están en resonancia), produciendo un comportamiento banda eliminada en el espectro del sensor. Además, tal y como sucede con un monopolo convencional [73], la corriente presenta una gran amplitud en la línea de alimentación y un valor mínimo en el borde abierto de la antena, este hecho se aprovecha en este sensor para maximizar la corriente reflejada al final de la línea CPW.

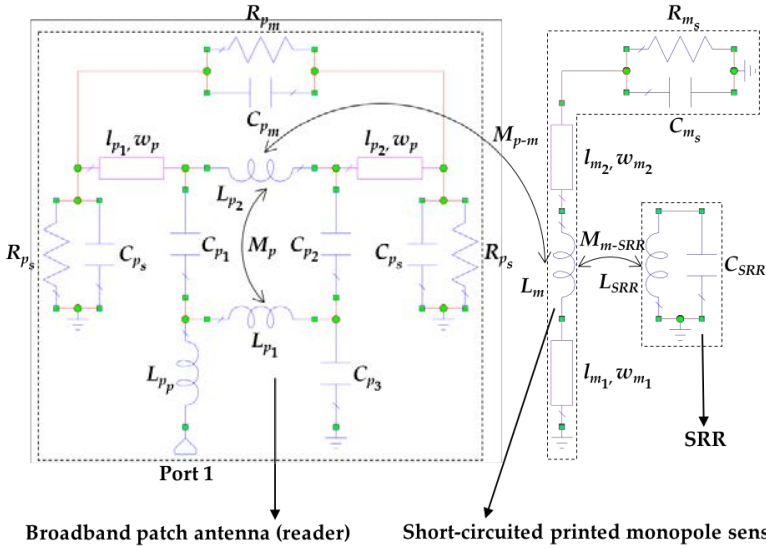
Finalmente, a partir de los equivalentes circuitales mostrados previamente (Figuras 3.4 y 3.9), se presenta un modelo circuital equivalente del sistema completo en la Figura 3.14. Este esquemático puede ser utilizado para entender el funcionamiento del sistema en términos circuitales y como herramienta para futuros diseños. Además, cabe

destacar que el coste computacional de este circuito es mucho más bajo que el de la simulación de onda completa. En este caso, el modelo circuital del monopolo ha sido modificado dado que se ha utilizado un *stub* en cortocircuito al final de su línea de alimentación y, por lo tanto, sus longitudes eléctricas, los valores de acoplo y los campos almacenados cambian [120, 127]. Los nuevos valores, empíricamente obtenidos, son:  $L_{SRR} = 1.78$  nH,  $C_{SRR} = 3.36$  pF,  $R_{m_s} = 29.13 \Omega$ ,  $C_{m_s} = 60.95$  pF,  $L_m = 0.60$  nH,  $M_{m \ SRR} = 0.59$  nH,  $l_{m1} \approx 0.25\lambda_o$ ,  $l_{m2} \approx 0.27\lambda_o$ ,  $w_{m1} \approx 0.13l_{m1}$  y  $w_{m2} \approx 0.13l_{m2}$ . Además, el acoplo mutuo entre el parche y el monopolo está modelado a través de la inductancia mutua  $M_{pm} = 0.32$  nH.

La Figura 3.15a muestra el prototipo fabricado, mientras que la Figura 3.15b representa la medida y simulación del coeficiente de reflexión de la antena lectora acoplada al prototipo final del sensor. Estos resultados presentan la misma tendencia y, además, se puede ver como el sistema exhibe el comportamiento esperado, ya que el *notch* de reflexión está dentro de la respuesta de la antena lectora, a la frecuencia de resonancia de los SRRs (1.88 GHz).

### 3.2 Caracterización dieléctrica de sólidos

Después de haber comprobado el correcto funcionamiento del sistema propuesto mediante diferentes simulaciones, se verificará el sistema completo de forma experimental. La configuración experimental del sistema propuesto se muestra en la Figura 3.16. Tal y como se puede observar, la antena lectora y el monopolo se apuntaron correctamente. Además, se incluye un soporte de espuma (el mismo que se utilizó para fabricar la antena lectora en la Sección 3.1.2) de aproximadamente 1 cm de espesor. Esta espuma es modelada como si fuera

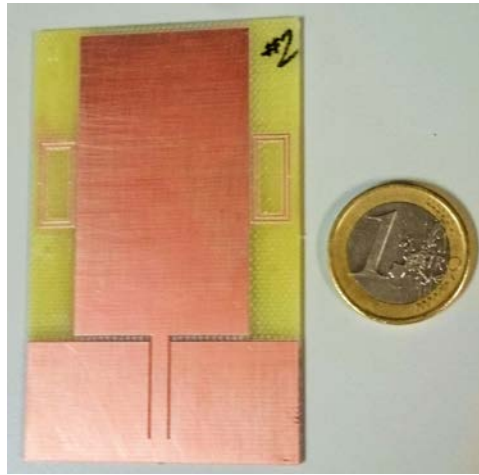


**Figura 3.14:** Equivalente circuital con elementos concentrados del sistema de caracterización completo: antena parche de banda ancha (lector) acoplada al sensor monopolo cargado con SRRs

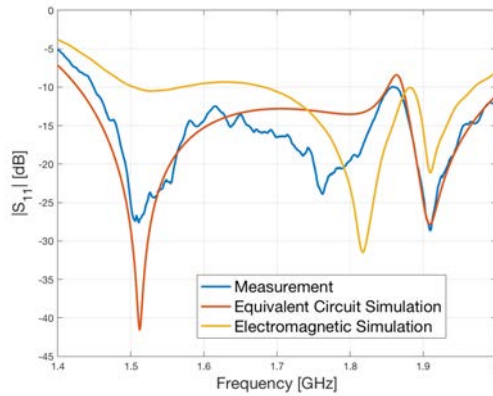


### 3.2. CARACTERIZACIÓN DIELÉCTRICA DE SÓLIDOS

---



(a)



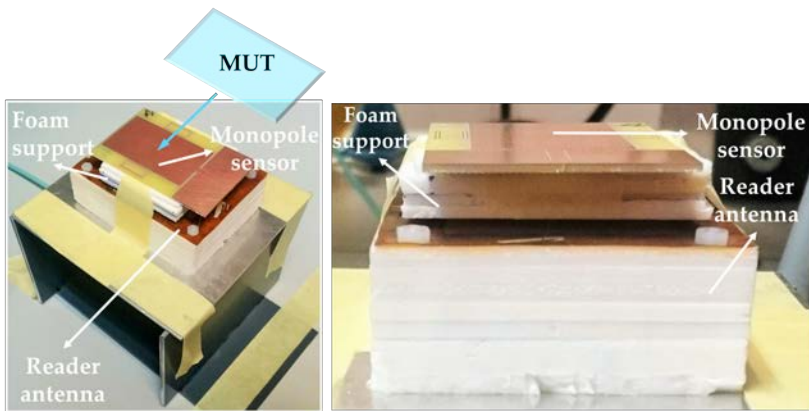
(b)

**Figura 3.15:** Diseño final del sensor basado en un monopolo cargado con SRR acabado en cortocircuito: Prototipo fabricado (a).  
Coeficiente de reflexión del sistema completo (b).

### CAPÍTULO 3. SENSORES BASADOS EN METAMATERIALES. SOLUCIÓN *CONTACTLESS*.

---

aire, debido a que su permitividad relativa es prácticamente 1, y se utiliza como soporte mecánico para el sensor. Para cada experimento se sitúa el MUT sobre el sensor. Tal y como se mencionó previamente, todos los MUTs tienen el mismo espesor (aproximadamente 1.75 mm) con el objetivo de evitar diferencias en las medidas debido al efecto de este parámetro.



**Figura 3.16:** Configuración experimental del sistema de lectura.

La Figura 3.17 muestra tanto los resultados del sistema de lectura completo en simulación (con CST) como para las medidas (con un VNA). Se puede observar una buena concordancia en la tendencia de ambos resultados, aunque se puede apreciar un pequeño desplazamiento frecuencial. Este pequeño desplazamiento puede deberse a factores externos, a la hora de realizar las medidas, tales como interferencias y/o efectos de multitrayecto, los cuales no han sido considerados en las simulaciones. Además, los SRRs son muy sensibles a tolerancias de fabricación. Al mismo tiempo, el simulador utilizado

---

### 3.2. CARACTERIZACIÓN DIELECTRICA DE SÓLIDOS

---

no es óptimo para simulaciones de estructuras resonantes (como el sensor basado en SRRs), lo cual podría conllevar desplazamientos frecuenciales indeseados. En ese sentido, cabe destacar que este tipo de simulaciones requieren de un alto coste computacional. En cualquier caso, no hay duda de que el funcionamiento del sistema completo es satisfactorio, dado que la frecuencia de resonancia disminuye cuando el valor de la permitividad relativa de los MUTs aumenta (Figura 3.17b). Los resultados de las medidas se muestran en la Tabla 3.3.

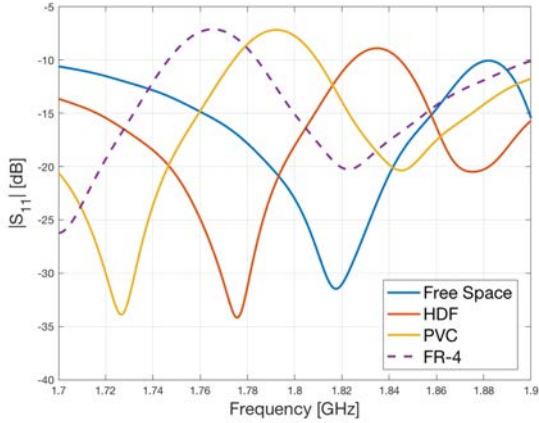
Material	Permitividad relativa ( )	Frecuencia de resonancia ( [GHz])
Espacio libre	1.00	1.859
Espuma de alta densidad	1.78	1.816
PVC	2.80	1.792
FR-4	3.85	1.766

**Tabla 3.3:** Frecuencia de resonancia medida del sistema completo para diferentes MUTs.

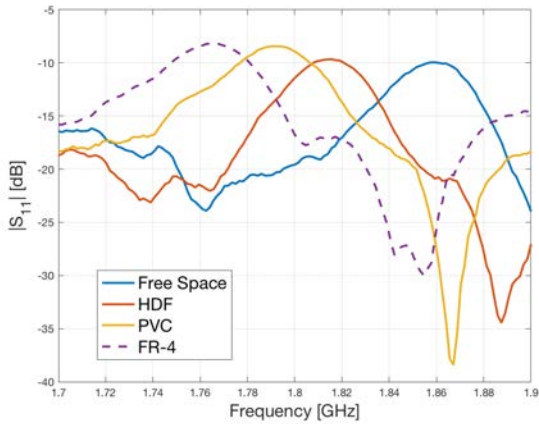
Finalmente, la Figura 3.18 muestra la dependencia de la permitividad relativa con respecto al desplazamiento frecuencial en % (con respecto a la frecuencia de resonancia del sensor en espacio libre) al detectar cada material. Se puede observar que el desplazamiento frecuencial para las muestras medidas varía entre un 2.31 % y un 5.00 %

### CAPÍTULO 3. SENSORES BASADOS EN METAMATERIALES. SOLUCIÓN *CONTACTLESS*.

---



(a)



(b)

**Figura 3.17:** Coeficiente de reflexión del sistema completo para diferentes MUTs: Simulado (CST) (a). Experimental (b).

---

### 3.3. CARACTERIZACIÓN DIELECTRICA DE LÍQUIDOS

---

para una variación en la permitividad de 1.78 a 3.85. En la misma imagen también se incluye una aproximación lineal del desplazamiento frecuencial en función de la permitividad. Esta aproximación se rige por la siguiente ecuación:

$$(3.1)$$

Esta aproximación se puede utilizar para estimar la permitividad relativa, después de haber medido el desplazamiento frecuencial producido por cada uno de los materiales, siguiendo la siguiente ecuación:

$$(3.2)$$

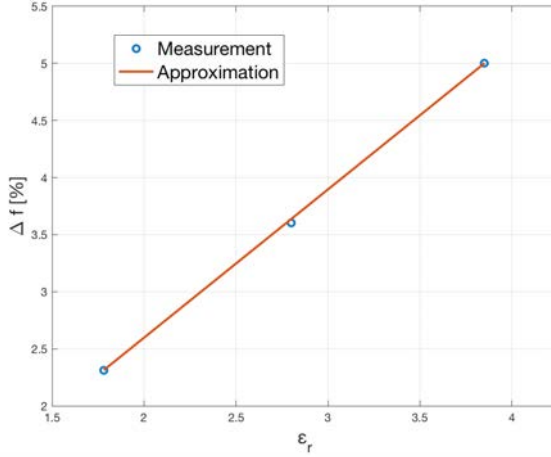
El error medio entre la aproximación de la permitividad y las medidas es del 0.33 %. En este caso, la sensibilidad del sensor para la caracterización de sólidos ( ) resulta en un 1.30 %.

### 3.3 Caracterización dieléctrica de líquidos

En esta sección se presenta la caracterización del sensor para medir diferentes líquidos. Para ello se han elegido varios materiales con propiedades electromagnéticas distintas. Antes de realizar dicha caracterización se han añadido diferentes elementos al sensor para protegerlo y adaptarlo a dichas medidas.

#### 3.3.1 Adaptación del sensor para medidas de líquidos

En este caso, contrariamente a lo que sucedía con el sensor propuesto en el Capítulo 2, el sensor no puede ser sumergido directamente dentro de un vaso que contenga el MUT. Esto es debido a que el sensor tiene que estar enfrentado a la antena lectora, y resultaría inviable si el sensor se sumergiera directamente. Por este motivo, se propone



**Figura 3.18:** Desplazamiento frecuencial de los materiales sólidos medidos (círculos azules) y la aproximación lineal (línea sólida roja).

situar una pequeña cantidad de volumen sobre los SRRs. Para realizar estas medidas de forma segura y repetitiva se han protegido los SRRs con una capa de 1 mm de kapton adhesivo (Figura 3.19b, donde  $W = 17$  mm y  $L = 9.5$  mm), a fin de evitar que el sustrato poroso absorba parte del líquido. Además, se ha fabricado un soporte para líquidos con ácido poliláctico (PLA, por sus siglas del inglés, *Poly-lactic Acid*) [132] mediante una impresora 3D (Figura 3.19c, donde  $W = 15$  mm y  $L = 7.5$  mm). Esta estructura ha sido adherida al sensor mediante un adhesivo de resina *Epoxy* dejando dos aberturas, una en cada SRR, permitiendo situar pequeños volúmenes de líquido. Por lo tanto, con este soporte, el sensor puede ser utilizado para realizar medidas de líquidos. Por otro lado, cabe mencionar que con

---

### 3.3. CARACTERIZACIÓN DIELECTRICA DE LÍQUIDOS

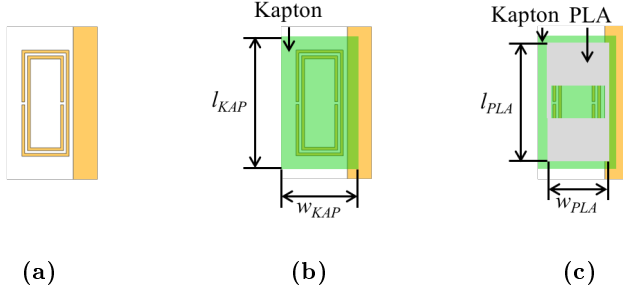
---

este sensor tan solo se utilizan 6 ml en lugar de los 250 ml que se utilizaban en el sensor cableado (Capítulo 2), reduciendo en más de un 97 % la cantidad de MUT utilizado. Esto hace que este tipo de sensor sea apropiado para otro tipo de aplicaciones, como pueden ser las biomédicas donde el volumen de muestra está limitado.

Para realizar este tipo de medidas se ha realizado un pequeño ajuste de las dimensiones del sensor ya que, como era de esperar, al situar tanto la capa de kapton como el recipiente de PLA, el *notch* de reflexión sufría un desplazamiento hacia frecuencias inferiores, debido a la variación de la permitividad efectiva de la estructura al situar estos materiales sobre los SRRs. Las dimensiones que se han modificado han sido las relacionadas con los SRRs:  $l = 12.17$  mm,  $w = 5.48$  mm,  $g = 0.5$  mm y  $t = 0.33$  mm. La Figura 3.20 muestra el coeficiente de reflexión de la antena lectora para los tres casos mostrados en la Figura 3.19: el sensor monopolo con las nuevas dimensiones en espacio libre, con los SRRs protegidos con kapton y con los SRRs con el soporte para líquidos. Con estas nuevas dimensiones, se puede observar como el *notch* en espacio libre aparece a 1.99 GHz. El *notch* se desplaza a 1.96 GHz cuando se protegen los SRRs con kapton y, finalmente, se desplaza hasta 1.86 GHz cuando se añade el recipiente para líquidos.

#### 3.3.2 Caracterización de líquidos

La configuración final del sistema propuesto se muestra en la Figura 3.21. En esta imagen se incluye el sensor con el soporte para líquidos sobre la antena lectora. Además, se ha fabricado un soporte de PLA con la impresora 3D para situar el sensor. Con este posicionador se pretende mantener siempre la misma posición del sensor con respecto a la antena lectora, ya que después de cada medida hay



**Figura 3.19:** Protección del sensor: SRR sin protección (a). SRR con una protección de 1 mm de espesor de kapton con adhesivo (b). SRR con una protección de 1 mm de espesor de kapton con adhesivo y con el soporte para líquidos fabricado en PLA (c).

que retirarlo para poder eliminar los restos de MUT antes de realizar la siguiente medida. De esta manera se pretende minimizar errores causados en la medida.

Los líquidos medidos y sus propiedades se muestran en la Tabla 3.4. La Figura 3.22 muestra los resultados de las medidas del sistema de lectura completo para los líquidos. Se puede observar cómo, a pesar de que hay líquidos con valores de permitividad muy similares se aprecian diferencias entre ellos.

La Figura 3.23 muestra la dependencia de la permitividad relativa con respecto al desplazamiento frecuencial en % (con respecto a la frecuencia de resonancia del sensor en espacio libre) al detectar cada líquido. Se puede observar que para las muestras medidas, el desplazamiento frecuencial varía entre 1.66 % y 4.61 % para una variación de la permitividad relativa de entre 2.45 y 5.77. En esta Figura tam-



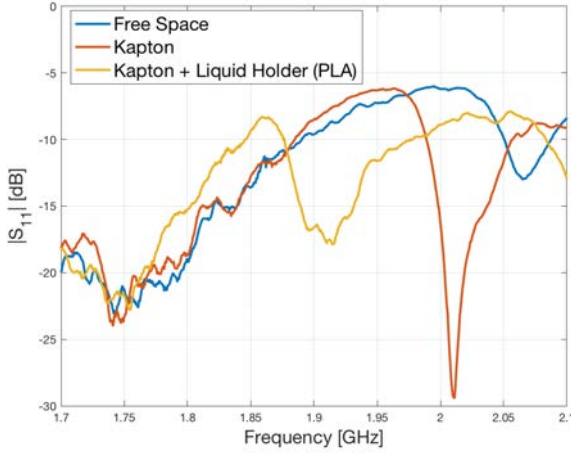
---

### 3.3. CARACTERIZACIÓN DIELECTRICA DE LÍQUIDOS

---

Material	Permitividad relativa ( )	Frecuencia de resonancia ( [GHz])
Espacio libre	1.00	1.864
Aceite de parafina	2.45	1.833
Aceite de olivda	2.94	1.822
Aceite de cacahuete	2.94	1.822
Aceite de limón	3.03	1.811
Aceite de ricino	3.37	1.807
Cloroformo (CHCl )	5.77	1.778

**Tabla 3.4:** Frecuencia de resonancia medida del sistema completo para diferentes MUTs líquidos.



**Figura 3.20:** Medidas del proceso de protección del sensor: en espacio libre (línea sólida azul), protegido con kapton (línea sólida roja) y con el soporte para líquidos (línea sólida amarilla).

bién se incluye una aproximación del desplazamiento frecuencial en función de la permitividad. Esta aproximación se rige por la siguiente ecuación:

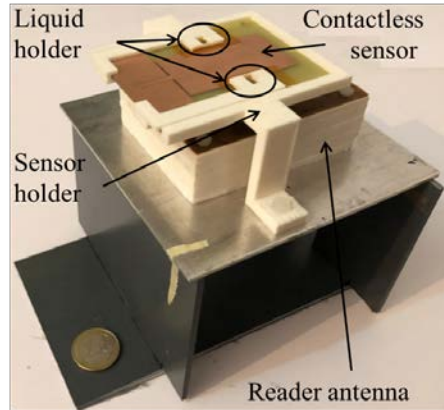
$$(3.3)$$

Esta aproximación puede ser utilizada para estimar la permitividad relativa, después de haber medido el desplazamiento frecuencial producido al situar las distintas muestras en el soporte para líquidos, utilizando la siguiente ecuación:

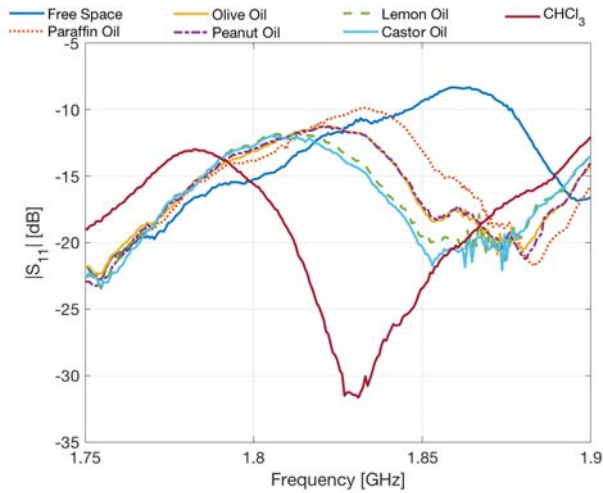
---

$$(3.4)$$

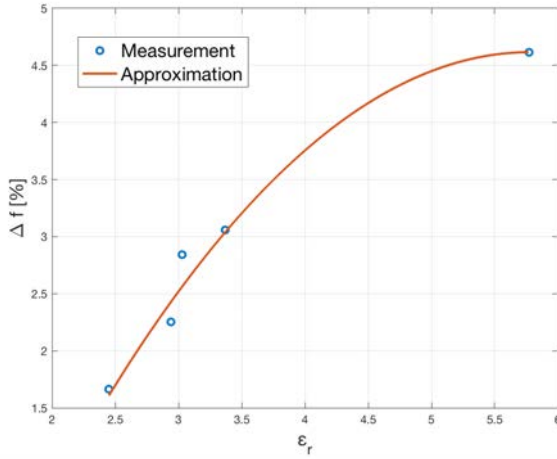
### 3.3. CARACTERIZACIÓN DIELECTRICA DE LÍQUIDOS



**Figura 3.21:** Configuración experimental del sistema de lectura para líquidos.



**Figura 3.22:** Coeficiente de reflexión medido del sistema completo para los diferentes MUTs líquidos.



**Figura 3.23:** Desplazamiento frecuencial de los líquidos medidos (círculos azules) y la aproximación lineal (línea sólida roja).

El error medio entre la aproximación de la permitividad y las medidas es del 2.87 %. En este caso, la sensibilidad del sensor para la caracterización de líquidos ( ) resulta en un 0.89 %.

### 3.4 Conclusiones

En este capítulo se ha presentado un sensor *contactless* y completamente pasivo para la caracterización de la permitividad dieléctrica de materiales sólidos y líquidos. Las medidas de dicho sensor se realizan dentro de un enlace de campo cercano de aproximadamente 1 cm con una antena lectora de banda ancha, la cual ha sido diseñada para cubrir el ancho de banda necesario. El sensor está basado en un monopolo cargado con un par de SSRs, los cuales introducen un *notch* de reflexión. El principio de funcionamiento se basa en la detección

### 3.4. CONCLUSIONES

---

de este *notch* cuando varía la permitividad efectiva del medio al situar un material sobre el sensor. Además, se incluye un equivalente circuital del sistema, el cual resulta útil de cara a diseños futuros ya que se reduce considerablemente el coste computacional con respecto a simulaciones electromagnéticas de onda completa. Para mostrar la validez del sistema, se ha utilizado para caracterizar la permitividad dieléctrica de materiales sólidos y líquidos. En todos los casos se incluyen aproximaciones, con el objetivo de estimar el parámetro bajo medida. Finalmente, se ha podido observar que se obtiene un error medio inferior a 2.87 para todos los casos.

CAPÍTULO 3. SENSORES BASADOS EN METAMATERIALES.  
SOLUCIÓN *CONTACTLESS*.

---

# CAPÍTULO 4

---

## LECTORES IOT PARA SENSORES ELECTROMAGNÉTICOS PASIVOS

---

### 4.1 Lectores IoT para sensores electromagnéticos y pasivos

La mayoría de los trabajos presentes en la literatura, tan solo se centran en la parte del sensor, ignorando completamente al lector. Esta filosofía conlleva al uso de equipos de laboratorio de uso general, complejos y de un alto coste que, en la gran mayoría de ocasiones, solo pueden ser utilizados por personal cualificado. Por estos motivos, el desarrollo de sistemas de lectura para este tipo de sensores electromagnéticos resulta crucial para el éxito de esta tecnología.

Estos sensores, sin ningún tipo de electrónica adicional, se pueden diseñar como dispositivos inalámbricos totalmente pasivos. Esas características hacen que este tipo de sensores sean unos buenos candidatos para su integración con el IoT.

En concreto, en este Capítulo se desarrollarán lectores para los

tres tipos de capas físicas: cableada, inalámbrica y *contactless*. El primer tipo de lector presentado es para el sensor del Capítulo 2, y este puede ser cableado si la capa física consiste en una solución cableada entre el sensor y el lector, o inalámbrico si se conectan antenas en sus extremos. En la Sección 4.2 se presenta en detalle el caso inalámbrico. Sin embargo, en términos del lector, para implementar la solución cableada el único cambio sería la capa de radiación por una cableada. El segundo tipo de lector se presenta en la Sección 4.3 y este se desarrolla para la solución *contactless*.

La implementación de ambas propuestas resulta en una solución portable, fácil de utilizar y de bajo coste. El objetivo de este Capítulo es mostrar que los dos lectores son totalmente funcionales, para ello se volverán a realizar medidas de la permitividad dieléctrica de líquidos, tal y como se hizo en los Capítulos previos. En este caso, dichas medidas se realizarán con los lectores propuestos.

### 4.2 Lector IoT para el sensor inalámbrico

La Figura 4.1 muestra el esquema general del sistema de lectura propuesto para el sensor presentado en el Capítulo 2. Principalmente está compuesto por dos elementos: un sensor pasivo, inalámbrico y electromagnético y un IoT-R. El sensor es capaz de re-radiar la señal electromagnética procedente del IoT-R, la cual dependerá de la magnitud bajo medida. En este caso, se probará que el sensor es capaz de determinar la permitividad dieléctrica de diferentes líquidos. Para poder utilizar el sensor propuesto en el Capítulo 2 se le han conectado dos antenas tipo parche, una en cada puerto del sensor. Por otro lado, el IoT-R generará la señal de RF necesaria para interrogar al sensor, recibirá la respuesta del sensor y la digitalizará, además, actuará como



## 4.2. LECTOR IOT PARA EL SENSOR INALÁMBRICO

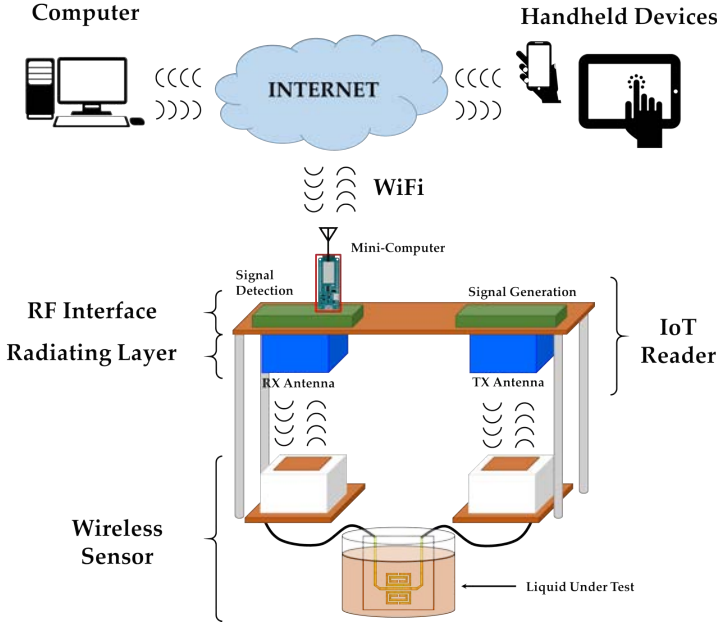
---

la interfaz IoT del laboratorio. La presencia de esta interfaz IoT implica que el control del sistema se pueda realizar remotamente, mediante un ordenador u otro tipo de dispositivo portátil (un *smartphone* o una *tablet*, por ejemplo) conectado al lector a través de Internet. Por lo tanto, el principio de funcionamiento del sistema propuesto sería el siguiente: el técnico de laboratorio sumerge el sensor en un líquido; entonces, el lector toma una medida inalámbrica del sensor cuando recibe una petición de sensado del cliente a través de Internet. Finalmente, el IoT-R envía el resultado de esta medida al cliente a través de Internet. Este protocolo es válido para la caracterización de diferentes líquidos, pero también sería posible monitorizar remotamente cambios en el mismo líquido (cambios con el tiempo o la temperatura, por ejemplo) manteniendo el sensor sumergido y realizando peticiones periódicas al lector.

El IoT-R sigue el diagrama de la Figura 4.2. Está basado en cuatro capas funcionales: la capa radiante, la interfaz de RF, el mini-ordenador IoT y la unidad de potencia. Las funciones de la interfaz de RF son, por un lado, generar el barrido frecuencial necesario para interrogar al sensor y, por otro lado, detectar la señal modificada por el sensor. La capa radiante está compuesta por dos antenas, una encargada de transmitir las señales generadas por la interfaz de RF, y otra encargada de recibir las señales modificadas re-radiadas por el sensor. Esta señal recibida se transfiere al detector, el cual forma parte de la interfaz de RF. Las señales analógicas generadas por el detector se envían al mini-ordenador IoT. Este elemento digitaliza las medidas y las transmite al cliente a través de Internet. Para poder llevar a cabo estas acciones, el mini-ordenador dispone de entradas analógicas con conversores analógico-digital (ADC), y con la lógica

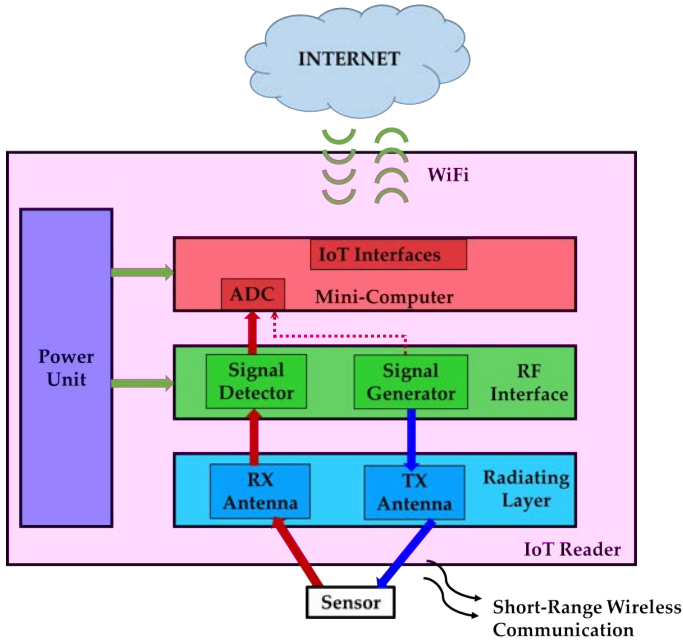
## CAPÍTULO 4. LECTORES IOT PARA SENSORES ELECTROMAGNÉTICOS, PASIVOS E INALÁMBRICOS

---



**Figura 4.1:** Esquema del sistema de caracterización IoT inalámbrico propuesto.

de control IoT e interfaces necesarias (Wi-Fi, por ejemplo) para comunicarse a través de Internet con clientes remotos. Existen multitud de mini-ordenadores IoT comerciales de bajo coste y consumo, que podrían ser utilizados para esta aplicación (a modo de ejemplo, en esta tesis se ha optado por el *Arduino MKR1000* [133]). Todos los elementos activos de las diferentes capas están alimentados por la unidad de potencia.



**Figura 4.2:** Diagrama de capas del lector IoT.

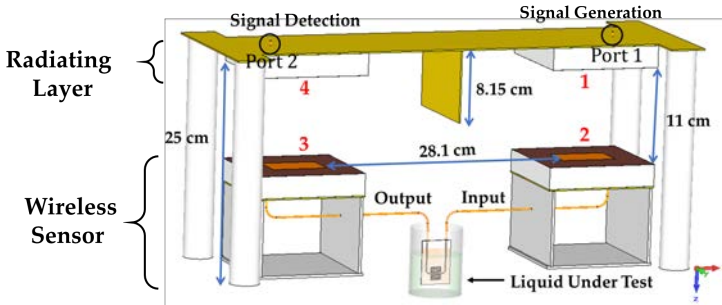
### 4.2.1 Capa radiante

La capa radiante está fundamentalmente inspirada en un sistema biestático. La Figura 4.3 muestra el esquema de la capa radiante. En esta propuesta se utilizan cuatro antenas tipo parche de banda ancha: dos antenas para el lector (transmisión y recepción) debidamente apuntadas a las dos antenas conectadas a los puertos del sensor. La pared metálica, de 8.15 cm de altura y 1.56 mm de grosor, se ha incluido entre las antenas del lector para incrementar el aislamiento. Se ha considerado que un nivel de acoplo entre antena transmisora y

## CAPÍTULO 4. LECTORES IOT PARA SENSORES ELECTROMAGNÉTICOS, PASIVOS E INALÁMBRICOS

---

receptora por debajo de -30 dB será suficiente para la aplicación propuesta. El nivel de acoplo se puede reducir drásticamente si se separan más las antenas, pero de esta forma incrementariamos el tamaño del sistema considerablemente. La distancia entre las antenas (28.1 cm) y las dimensiones de la pared metálica han sido optimizadas utilizando CST. Finalmente, se ha considerado una distancia de aproximadamente 11 cm entre el las antenas lectoras y las antenas del sensor, ya que esta distancia puede resultar útil en entornos de laboratorio (comunicación inalámbrica de corto alcance). Se han utilizado cuatro cilindros macizos de plástico para sujetar la estructura.



**Figura 4.3:** Esquema del sistema biestático.

Se establece una línea de visión (LoS, por sus siglas del inglés, *Line-of-Sight*) inalámbrica entre las cuatro antenas. Por simplicidad, se ha considerado que las dos antenas del lector y las dos antenas del sensor mantienen las mismas prestaciones. La ganancia de la antena del lector y del sensor son  $G_1$  y  $G_2$ , respectivamente. Por otro lado, las pérdidas por desapuntamiento y de polarización no se han tenido en cuenta, ya que se asume que las antenas se han apuntado perfectamente y tienen la misma polarización. También se ha obviado

## 4.2. LECTOR IOT PARA EL SENSOR INALÁMBRICO

---

el ruido térmico introducido por el canal, las interferencias externas y la naturaleza estadística del proceso de detección, así como otros efectos de propagación. Por otro lado, se ha considerado que el sensor basado en SRR es pasivo y lineal, y que se puede caracterizar según su matriz de parámetros  $S$  ( ). Además, dado que es recíproco y simétrico, se puede considerar que

El principio de operación en relación a la Figura 4.3 es el siguiente: se conecta un generador de señal a la antena 1, cuyo coeficiente de reflexión es . Esta señal se transmite de forma inalámbrica de la antena 1 a la antena 2, que está conectada al puerto de entrada del sensor. Esta señal viaja a través del sensor, sumergido en un líquido, hacia el puerto de salida donde está conectada la antena 3. El coeficiente de transmisión de potencia entre las dos antenas del sensor está representado por . Finalmente, la antena 3 envía de vuelta la señal, modificada por el sensor, hacia la antena 4 donde la señal es detectada por el detector de señal. Por lo tanto, el balance de enlace (en unidades de potencia), , se puede deducir de la ecuación de transmisión de Friis [128] como:

$$\frac{P_{41}}{P_{11}} = \frac{4\pi^2 f^2 d^2}{c^4} \left( \frac{A_{e1}}{A_{e2}} \right) \left( \frac{A_{e3}}{A_{e4}} \right) \quad (4.1)$$

donde  $c$  es la velocidad de la luz en el vacío,  $f$  es la frecuencia de trabajo y  $d$  es la distancia entre las antenas del lector y del sensor. La ecuación (4.1) es válida porque las antenas están trabajando en la región de campo lejano para esta distancia de acuerdo con [128].

Se puede particularizar la ecuación de ganancia de potencia de transducción, demostrada en [130] para redes de dos puertos arbitra-

## CAPÍTULO 4. LECTORES IOT PARA SENSORES ELECTROMAGNÉTICOS, PASIVOS E INALÁMBRICOS

---

rias (caracterizadas por su matriz de parámetros  $S$ , (4.1)), y con impedancias de fuente y de carga arbitrarias, para el sistema propuesto. En este esquema, el sensor pasivo es una red de dos puertos, y las dos antenas del sensor pueden ser modeladas como sus impedancias de fuente y de carga, ambas con coeficiente de reflexión  $\Gamma$  (4.2). De los parámetros  $S$  del sensor y del coeficiente de reflexión de las antenas del sensor se puede calcular  $\Gamma$  como:

$$\Gamma = \frac{S_{11} + S_{22} - 1}{2} \quad (4.2)$$

ya que las antenas del sensor y el sensor se diseñan para estar adaptados a la impedancia de referencia del sistema (50  $\Omega$ ) dentro de la banda de trabajo. Por lo tanto, de la ecuación (4.2), y considerando que las antenas del lector también están diseñadas para estar adaptadas a esa misma impedancia de referencia, la ecuación (4.1) se reduce a:

$$\Gamma = \frac{S_{11} + S_{22} - 1}{2} \quad (4.3)$$

De la ecuación (4.3), se puede observar que el coeficiente de transmisión de toda la capa radiante es directamente proporcional al coeficiente de transmisión del sensor. Por lo tanto, el *notch* frecuencial producido en el lector será apreciable también en el sensor, permitiendo la identificación de los diferentes líquidos.

Las cuatro antenas utilizadas están basadas en el mismo diseño que la antena lectora tipo parche utilizada en el Capítulo 3. Todas las dimensiones y parámetros de diseño son los mismos que se utilizaron

en la Subsección 3.1.2. La Figura 4.4a muestra el coeficiente de reflexión de las antenas del lector, mientras que la Figura 4.4b muestra el coeficiente de reflexión de las antenas del sensor. Se puede observar un buen nivel de adaptación para las cuatro antenas, obteniendo un por debajo de -10 dB dentro de todo el ancho de banda de trabajo del sistema. Además, se consigue un nivel de aislamiento satisfactorio entre las antenas del lector ya que el acoplo se mantiene por debajo de -30 dB.

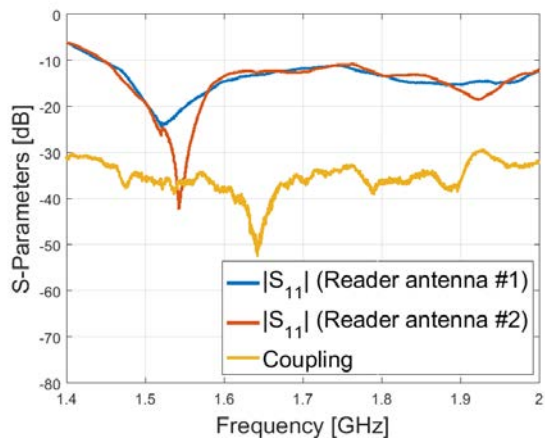
Finalmente, se demuestra que con la capa radiante propuesta, se pueden detectar los diferentes líquidos. La Figura 4.5 muestra las medidas realizadas de los diferentes líquidos incluidos en la Tabla 4.1. Por lo tanto, se puede concluir que se obtiene el comportamiento esperado: a medida que la permitividad relativa de los líquidos aumenta disminuye la frecuencia de resonancia. Además, se pueden apreciar diferencias incluso en el caso del aceite de almendras y de limón, cuyos valores de permitividad son muy similares.

### 4.2.2 Interfaz de RF

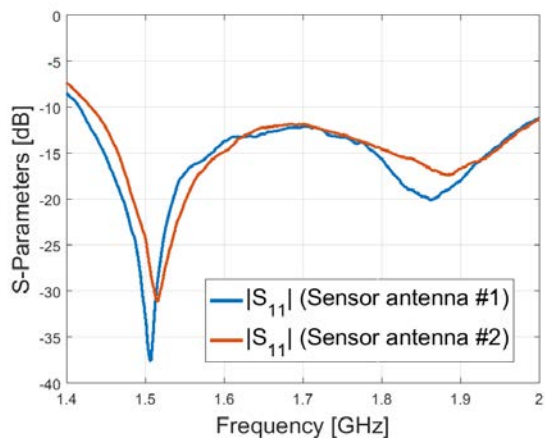
En la Figura 4.1 se muestra el esquema del sistema de sensado IoT propuesto. La interfaz de RF está dividida en dos bloques distintos: el generador de señal y el detector de señal. El generador de señal realiza un barrido en frecuencia constante, entre 1.60 GHz y 1.90 GHz. Por otro lado, el detector de señal está basado en un amplificador RF de banda ancha y un detector basado en diodos Schottky (SDD, por sus siglas del inglés, *Schottky Diode Detector*), el cual produce una señal periódica de baja frecuencia relacionada con la respuesta del sensor.

#### Generador de señal

La Figura 4.6 muestra el esquemático general del generador de señal. Está compuesto por un oscilador controlado por tensión (VCO,



(a)



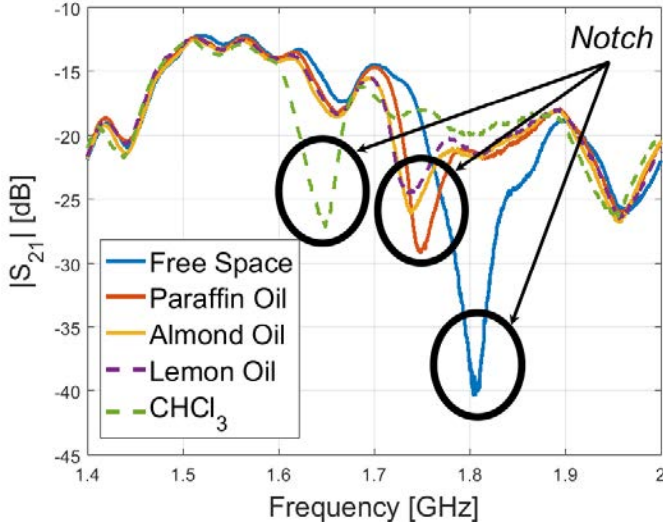
(b)

**Figura 4.4:** Parámetros S medidos de las antenas lectoras (a) y de las antenas del sensor (b).



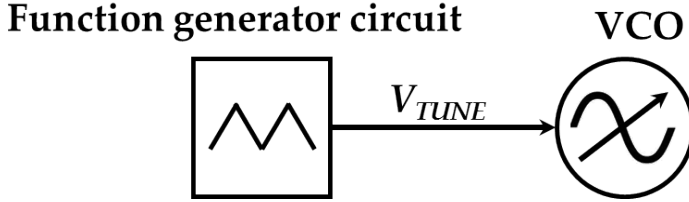
Material	Permitividad relativa ( $\epsilon_r$ )	Frecuencia de resonancia ( $f_r$ ) [GHz]
Espacio libre	1.00	1.804
Aceite de parafina	2.45	1.748
Aceite de almendras	2.96	1.739
Aceite de limón	3.03	1.737
Cloroformo (CHCl <sub>3</sub> )	5.77	1.649

**Tabla 4.1:** Frecuencia de resonancia medida del coeficiente de transmisión ( $S_{21}$ ) para la capa radiante de varios líquidos.



**Figura 4.5:** Coeficientes de transmisión medidos de la capa radiante para los diferentes líquidos.

por sus siglas del inglés, *Voltage Controlled Oscillator*) cuya frecuencia de oscilación está controlada por la tensión de entrada ( ). El voltaje de entrada determina la frecuencia de oscilación instantánea del VCO. El voltaje de entrada del VCO está generado por un circuito integrado generador de funciones. Este generador de funciones produce una señal triangular periódica de baja frecuencia para generar a la salida del VCO el barrido frecuencial necesario. En concreto, el VCO generará un barrido creciente y otro decreciente por cada periodo. Esto quiere decir que el sensor responderá con un doble *notch* periódico (uno durante el barrido creciente y otro durante el decreciente).



**Figura 4.6:** Esquema general del generador de señal.

El VCO elegido es el modelo JTOS-2000+ fabricado por la compañía Mini-Circuits (New York, NY, USA). La hoja de especificaciones [134] establece que el VCO puede trabajar entre 1.37 GHz y 2 GHz para un voltaje de entrada de entre 6 V y 17 V. El nivel de potencia a la salida del VCO será de unos 12 dBm aproximadamente. Por otro lado, para generar la señal triangular se ha utilizado el circuito integrado generador de funciones *XR-2206* [135] de la compañía Exar Corporation. El generador de señal ha sido configurado para generar una señal triangular con un periodo  $T = 10$  ms aproximadamente. La configuración utilizada se muestra en la Figura 4.7a donde  $V_{CC} = 24$  V,  $R_1 = 10$  k $\Omega$ ,  $R_2 = 5.1$  k $\Omega$ ,  $R_3 = 5.1$  k $\Omega$ ,  $R_4 = 5.1$  k $\Omega$ ,  $R_5 = 20$  k $\Omega$ ,  $C_1 = 1$  F y  $C_2 = 1$  F. La frecuencia de la señal triangular viene determinada por  $f = 1/T$  (100 Hz). El nivel de continua a la salida (pin 2,  $V_{out}$ ) es aproximadamente el mismo que en el pin 3. En este caso, en el Pin 3 hay un divisor de tensión conectado para proporcionar un nivel de DC a la salida de  $V_{DC}$ . La amplitud de la señal triangular está controlada por  $V_{TUNE}$ , mientras que  $V_{DC}$  se utiliza para ajustar la simetría de la onda de salida. La medida de la señal triangular, con la configuración propuesta, se muestra en la Figura 4.7b. Esta señal se ha medido con el osciloscopio digital DSO-X

3034A (Agilent, Santa Rosa, CA, USA) [136]. Se puede observar cómo el voltaje varía entre 8.25 V y 15.50 V, mientras que la frecuencia de oscilación es de 92.20 Hz. Este voltaje de entrada, , es capaz de generar el barrido frecuencial requerido por la aplicación (de 1.6 GHz a 1.9 GHz) junto con el VCO.

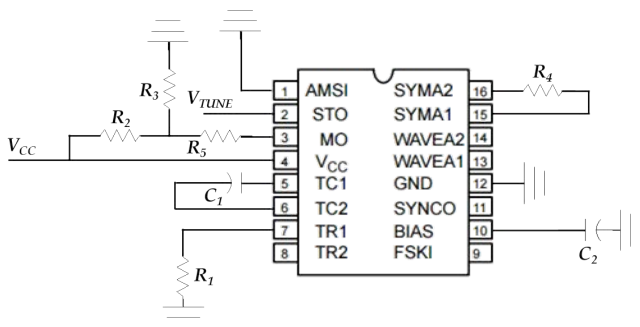
La Figura 4.8a muestra el generador de señal fabricado, el cual contiene el generador de señal triangular previamente expuesto conectado al VCO. La Figura 4.8b muestra el espectro de potencia de la señal generada a la salida del VCO. Se puede observar como el circuito fabricado cubre el rango frecuencial requerido para interrogar al sensor, con una potencia de salida superior a los 10 dBm.

### **Detector de señal**

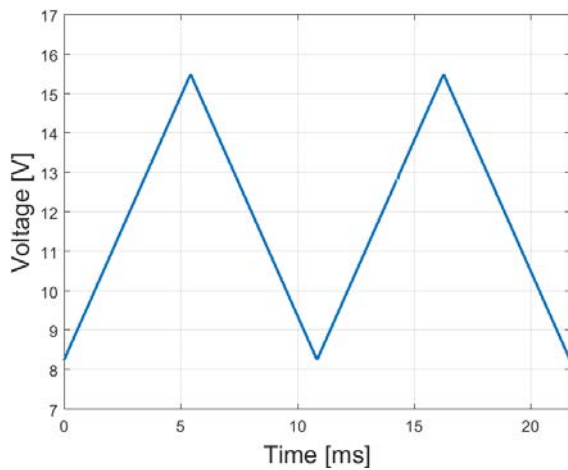
La Figura 4.9 muestra el esquema general del detector de señal. El detector está compuesto por un amplificador de RF de banda ancha y un detector basado en un diodo *Schottky*. La función del amplificador de RF es mitigar las pérdidas en espacio libre entre las antenas del enlace inalámbrico. Este amplificador es necesario para conseguir una señal detectable por el SDD (superior a -15 dBm). Por otro lado, el SDD produce un voltaje de salida proporcional a la potencia de la señal recibida del sensor.

La Figura 4.10 muestra el diagrama de bloques del amplificador de banda ancha propuesto. Está basado en un diseño balanceado [137]. Un amplificador balanceado típicamente utiliza dos acoplos en cuadratura y dos amplificadores diseñados de la misma forma. El acoplo en cuadratura, situado a la entrada del diseño balanceado, produce dos señales con la misma amplitud y con un desfase de 90° a la entrada de los dos amplificadores. Por otro lado, el segundo acoplo en cuadratura, situado a la salida del esquema balanceado, combina las

## 4.2. LECTOR IOT PARA EL SENSOR INALÁMBRICO

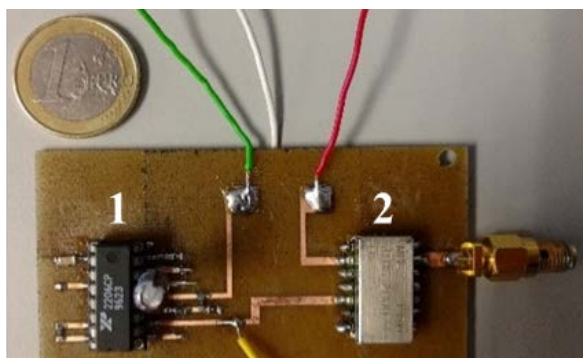


(a)



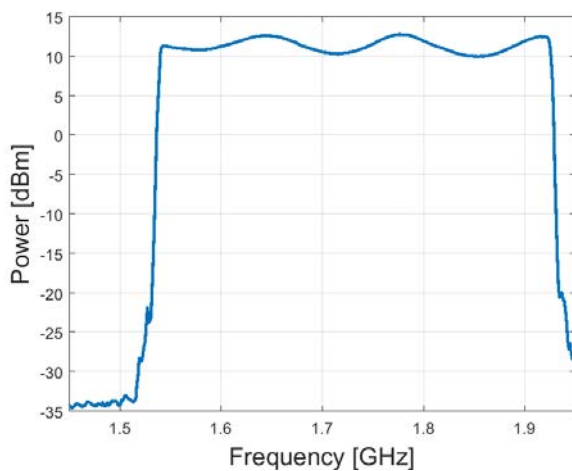
(b)

**Figura 4.7:** Configuración del generador triangular de señal (a) y la señal triangular medida (b).



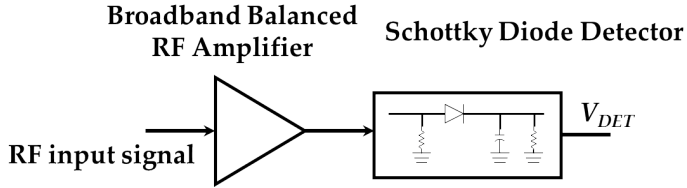
**1. Function Generator Circuit**  
**2. VCO**

(a)



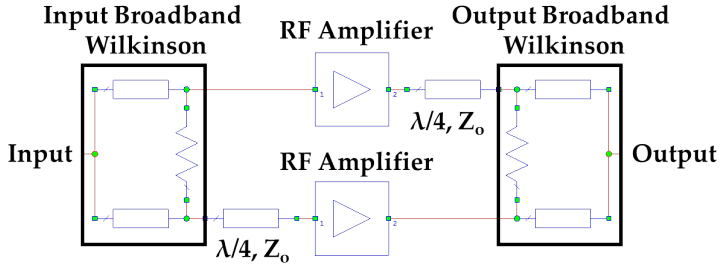
(b)

**Figura 4.8:** Generador de señal fabricado (a) y el espectro medido en unidades de potencia a su salida (b).



**Figura 4.9:** Esquema general del detector de señal.

señales amplificadas en fase. En el diseño, propuesto se ha utilizado un divisor de potencia Wilkinson de tres etapas [130] junto con un desfase adicional de 90° en una de las entradas, en lugar del acoplo en cuadratura típico. Con el diseño de tres etapas utilizado se consigue una respuesta de banda ancha.



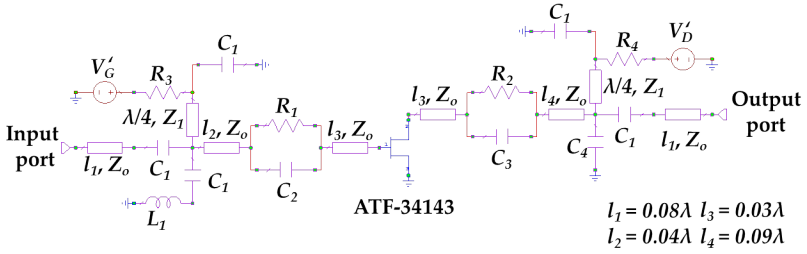
**Figura 4.10:** Diagrama de bloques del amplificador balanceado de banda ancha.

El amplificador se ha fabricado sobre el sustrato comercial AD1000 (Rogers, Connecticut, CT, USA [138]) con una constante dieléctrica de  $\epsilon_r = 10.6$ , tangente de pérdidas  $\tan \delta = 0.0023$ , un espesor de sustrato de  $t_s = 1.27$  mm y un espesor de la metalización de  $t_m = 17$  μm. La Figura 4.11 muestra el esquemático del circuito de los amplificadores,

## CAPÍTULO 4. LECTORES IOT PARA SENSORES ELECTROMAGNÉTICOS, PASIVOS E INALÁMBRICOS

---

donde  $C_1 = 1 \text{ nF}$ ,  $C_2 = 1.8 \text{ pF}$ ,  $C_3 = 3.3 \text{ pF}$ ,  $C_4 = 1.8 \text{ pF}$ ,  $L_1 = 2.2 \text{ nH}$ ,  $R_1 = 150 \text{ } \Omega$ ,  $R_2 = 82 \text{ } \Omega$ ,  $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$  y  $R_4 = 100 \text{ } \Omega$ . Los amplificadores están basados en el transistor ATF-34143 [139] de la compañía Broadcom. La impedancia característica de las líneas de alta impedancia de bloqueo de continua es  $Z_1 = 95 \text{ } \Omega$ , mientras que para las otras líneas es  $Z_0 = 50 \text{ } \Omega$ . Las redes de adaptación a la entrada y a la salida están basadas en un modelo resistivo para conseguir una respuesta plana en términos de ganancia ( ) y de aislamiento ( ) dentro del ancho de banda requerido.

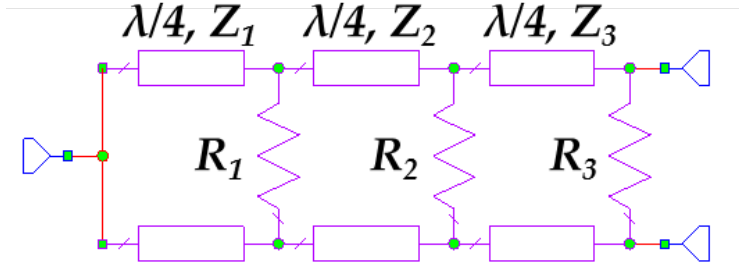


**Figura 4.11:** Diagrama esquemático del circuito de los dos amplificadores de RF.

La Figura 4.12 muestra el diseño del divisor de potencia Wilkinson de banda ancha donde  $Z_1 = 120 \text{ } \Omega$ ,  $Z_2 = 220 \text{ } \Omega$  y  $Z_3 = 270 \text{ } \Omega$ . Todas las líneas de transmisión tienen la misma longitud de  $l = 0.1\lambda$  y una impedancia característica de  $Z_0 = 90 \text{ } \Omega$ ,  $Z_1 = 70 \text{ } \Omega$  y  $Z_2 = 55 \text{ } \Omega$ .

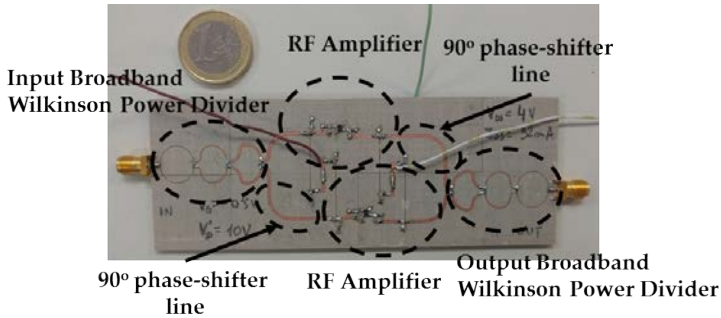
La Figura 4.13 muestra el amplificador de banda ancha fabricado, mientras que en la Figura 4.14 se muestran sus parámetros S medidos. Se puede observar un buen comportamiento a lo largo de todo el ancho de banda requerido. El coeficiente de reflexión en el puerto de entrada ( ) está por debajo de -17.94 dB mientras que en el





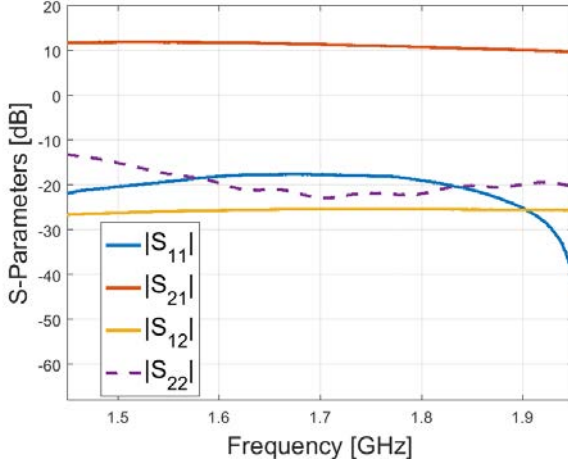
**Figura 4.12:** Esquema del divisor de potencia Wilkinson de tres etapas.

puerto de entrada ( ) está por debajo de -19.54 dB, dentro del ancho de banda de interés. La ganancia ( ) es de 11.84 dB a 1.6 GHz y disminuye hasta 10.20 dB a 1.9 GHz. Finalmente, se consigue un buen nivel de aislamiento ( ) por debajo de -25.31 dB.



**Figura 4.13:** Amplificador de RF balanceado fabricado.

La Figura 4.15 muestra el SDD propuesto donde  $\text{SDD} = 33$  ,



**Figura 4.14:** Parámetros S medidos del amplificador de banda ancha fabricado.

$= 1 \text{ nF}$  y  $= 2200$  , mientras que el diodo Schottky utilizado es el modelo HSMS-2850 [140] de la compañía Broadcom. El SDD también se ha fabricado sobre el sustrato comercial Rogers AD1000. El detector está basado en una configuración en serie, esencialmente trabajando como rectificador de media onda. El principio de funcionamiento se basa en la detección de la envolvente de la señal de entrada producida por la rectificación de la señal [141]. La combinación de  $\gamma$  , en paralelo a la salida, forma un filtro paso bajo RC que rechaza las componentes de alta frecuencia. El principal problema de la configuración propuesta es la dificultad de adaptar la entrada sobre un gran ancho de banda. Por este motivo, la red de adaptación a la entrada está basada en un modelo resistivo. Este esquema proporciona



**Figura 4.15:** Esquema (a) y prototipo fabricado del SDD (b).

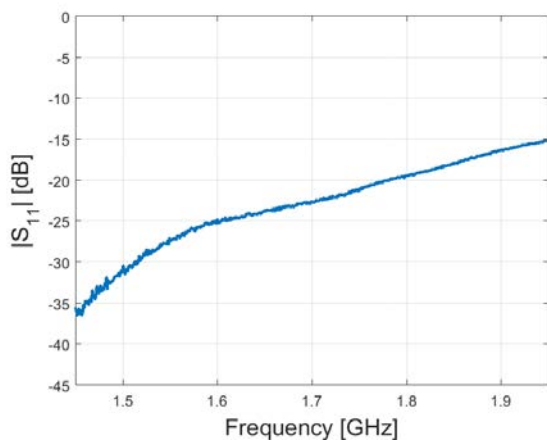
una buena adaptación dentro de todo el ancho de banda requerido, tal y como se puede apreciar en la Figura 4.16a. Por otro lado, la Figura 4.16b muestra el voltaje detectado en función de la potencia recibida para varias frecuencias de interés (1.6 GHz, 1.75 GHz y 1.9 GHz). El voltaje detectado varía entre 9.44 mV y 0.84 V para una potencia de entrada de entre -15 dBm y 10 dBm, respectivamente. La potencia recibida se puede calcular según:

$$(4.4)$$

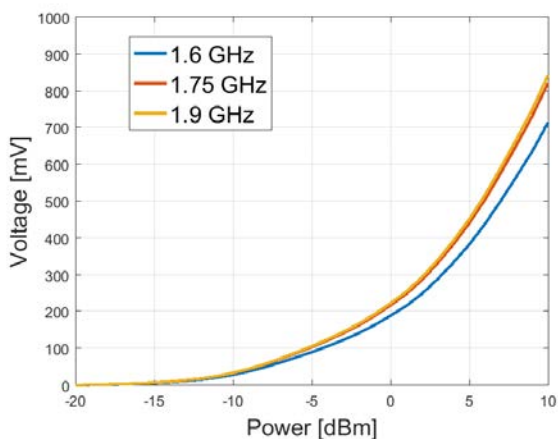
dando como resultado valores dentro del rango de la potencia de entrada del SDD. Donde  $P_{out}$  representa la potencia a la salida del VCO y  $G$  es la ganancia del amplificador.

### 4.2.3 Mini-Ordenador IoT

Tal y como se mencionó al inicio de este Capítulo, el mini-ordenador elegido ha sido el Arduino MKR1000 [133]. Este mini-ordenador tiene 28 pines, pero tan solo 4 son necesarios:  $V_{CC}$  para la alimentación de la placa,  $GND$  conectado a la tierra común del lector,  $RF_{out}$  que será proporcional a la salida de la interfaz de RF (señal  $V_{DET}$ ) y  $RF_{in}$  que será proporcional a la señal triangular periódica (señal  $V_{RF}$ ).  $RF_{in}$  y  $RF_{out}$  son las entradas analógicas #1 y #2 del Arduino



(a)



(b)

**Figura 4.16:** Caracterización del SDD propuesto. Coeficiente de reflexión medido ( $|S_{11}|$ ) (a) y el voltaje detectado en función de la potencia para 1.6, 1.75 y 1.9 GHz (b).

---

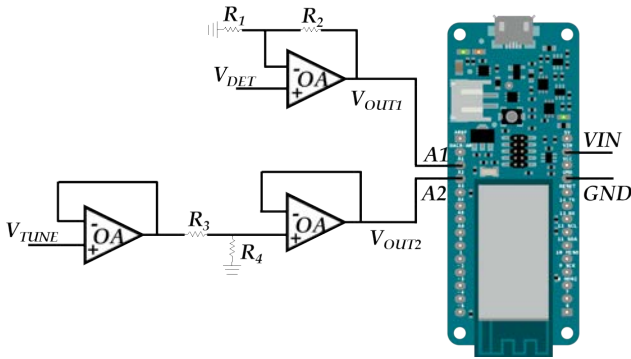
## 4.2. LECTOR IOT PARA EL SENSOR INALÁMBRICO

---

MKR1000. Ambas entradas disponen de conversores analógico-digital (ADCs, por sus siglas del inglés *Analog-to-Digital Converters*) para digitalizar las señales de entrada. Estos ADCs han sido configurados para trabajar con una resolución de 10 bits. La tasa de muestreo es de  $1/(120 \text{ s})$  aproximadamente, lo que representa un valor mucho más grande que la tasa de muestreo necesaria para muestrear la señal detectada del sensor y de la señal triangular periódica.

Antes de las entradas analógicas #1 y #2 se ha configurado un circuito de acondicionamiento de señal, basado en amplificadores operacionales (OA, por sus siglas del inglés *Operational Amplifier*). La Figura 4.17 muestra los pines utilizados para la configuración propuesta así como el circuito de acondicionamiento. Tal y como se comentó en la Sección previa, la potencia máxima recibida a la entrada del SDD es de unos 10 dBm, lo cual se corresponde a un voltaje detectado,  $V_{\text{d}}$ , de 840 mV (Sección 4.2.2). Por lo tanto, el objetivo del amplificador configurado como no-inversor, conectado al pin  $\text{A0}$ , es amplificar el voltaje de salida de la interfaz de RF hasta 3.3 V. Este valor se corresponde con el voltaje máximo de entrada admitido para esta placa de Arduino. Con esto se mejora la detección del *notch* al utilizar todo el rango dinámico de los ADCs del Arduino utilizados para la adquisición de datos. Por este motivo, el factor de ganancia  $1 + \frac{R_2}{R_1}$  del amplificador no-inversor se ha fijado a 3.55. Por otro lado, el objetivo de la señal conectada al pin  $\text{A1}$  es la digitalización de la señal triangular periódica. Por esta razón, es necesario atenuar la señal  $V_{\text{in}}$ , la cual presenta una tensión máxima de 15.5 V, por debajo de 3.3 V. Para conseguir esta atenuación, se ha utilizado un divisor de tensión situado entre dos amplificadores operacionales configurados como seguidores para eliminar los efectos de carga. El factor

de atenuación se ha fijado a 0.21 para conseguir la señal triangular atenuada por debajo de 3.3 V a la entrada del pin . Los circuitos de acondicionamiento se han implementado utilizando resistores estándar y el circuito integrado LM324N [142], el cual contiene los amplificadores operacionales.



**Figura 4.17:** Pines utilizados y circuitos de acondicionamiento de señal para la placa de Arduino MKR1000.

Finalmente, las señales digitalizadas pueden ser monitoreadas remotamente (a través de Internet) gracias a las funcionalidades IoT que aporta el mini-ordenador. El IoT-R está conectado a Internet a través de la interfaz de Wi-Fi que contiene la placa de Arduino. Los datos medidos se obtienen de forma remota utilizando el protocolo de comunicaciones mostrado en la Figura 4.18. El protocolo IoT-R propuesto se define como un protocolo de comandos de usuario. El protocolo de comunicación está montado sobre TCP/IP (Figura 4.18a) en la capa de aplicación. Por otro lado, con este esquema el lector tendrá una dirección IP asociada. Además, el lector escuchará las peticiones

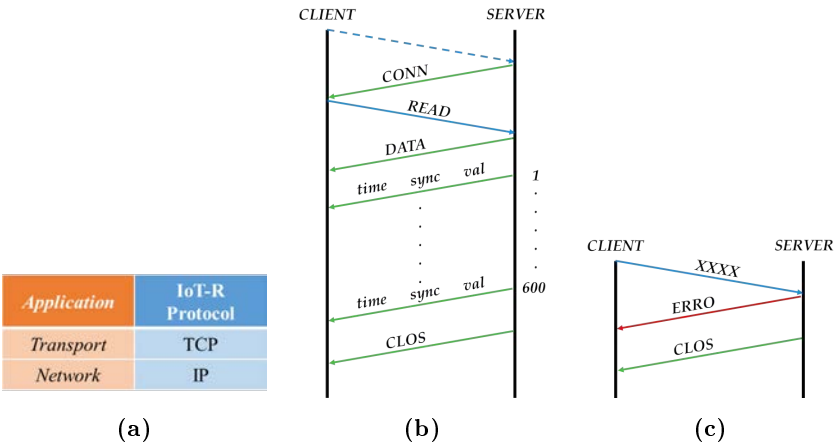
---

## 4.2. LECTOR IOT PARA EL SENSOR INALÁMBRICO

---

asociadas a este protocolo en el puerto 23 de TCP. Este protocolo permite la adquisición de datos, a través de Internet, entre servidor y cliente. En este protocolo, el servidor es el IoT-R, mientras que el cliente es el dispositivo remoto que solicita los datos procedentes del sensor. El protocolo está basado en comandos de cuatro letras donde la comunicación (Figura 4.18b) se realiza de la siguiente forma: inicialmente, el servidor se mantiene a la espera de una conexión entrante; una vez se establece la conexión entre cliente y servidor, el servidor envía el comando `SYN` al cliente, confirmando que la conexión ha sido establecida; una vez que se ha confirmado la conexión, el cliente envía el comando `REQ`, el cual es una petición de los datos obtenidos por el sensor; después de recibir el comando `REQ`, el servidor enviará el comando `ACK`, lo cual significa que empezará a muestrear la respuesta del sensor y enviará los paquetes de datos asociados; finalmente, después de enviar todos esos paquetes, el servidor enviará el comando `END`, lo cual significa que se ha finalizado correctamente la comunicación. Los paquetes de datos están divididos en tres valores: *time* (tiempo en ms para cada muestra), *sync* (señal triangular digitalizada) y *val* (respuesta del sensor a la salida del SDD digitalizada). Con la configuración actual se envían 600 muestras al cliente, lo que resulta en seis periodos de señal. Por otro lado, si el cliente envía un comando incorrecto (`ERR` en la Figura 4.18c) el servidor contesta con el comando `ERR`, lo cual significa que el comando recibido es desconocido. A continuación, el servidor enviará el comando `END` dando por finalizada la comunicación.

El diagrama de flujo del programa del servidor IoT-R se muestra en la Figura 4.19. Este programa trabaja de la siguiente manera: después de iniciarse el programa, este espera hasta que el lector se



**Figura 4.18:** Modelo de pila del protocolo (a), protocolo de comunicación en una situación normal (b) y en una situación donde se envía un comando incorrecto por parte del cliente (c)

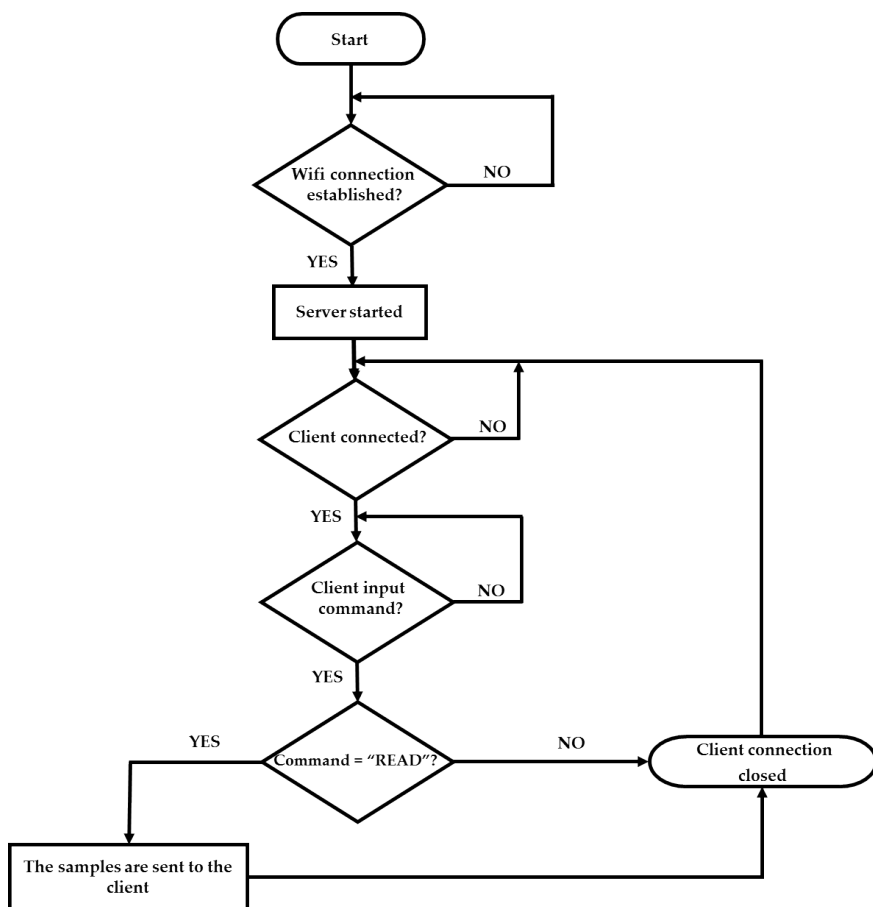


vincula a la red Wi-Fi y se inicia el servidor. Entonces, el servidor espera hasta que se conecta un cliente. Después de establecerse la conexión, el servidor permanece a la espera para recibir un comando de entrada. Cuando el servidor recibe el comando de entrada del cliente, se envían todas las muestras y se finaliza la conexión con el cliente. En caso de que no se reciba el comando de entrada se finalizará la conexión con el cliente sin enviar las muestras. Finalmente, después de cerrar la conexión con el cliente, el servidor permanece a la espera de que otro cliente establezca una conexión con él para iniciar el proceso de nuevo.

### 4.2.4 Resultados experimentales

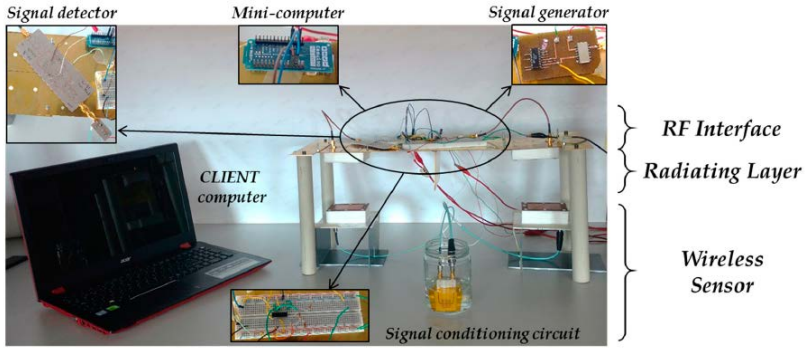
Después de probar las diferentes capas por separado, se montó el sistema completo. La Figura 4.20 muestra la configuración completa del sistema de medida propuesto, incluyendo todas las capas: la capa radiante, la interfaz de RF, el mini-ordenador, el cliente (ordenador portátil) y el sensor inalámbrico. Cada una de las capas activas está alimentada por la unidad de potencia. Esta unidad de potencia está compuesta por reguladores LM350AT [143]. Finalmente, se conectó el IoT-R a Internet a través de la interfaz de Wi-Fi, como se explicó en la Sección previa. Con el objetivo de probar la validez del sistema completo el sensor se sumergió nuevamente en varios líquidos, con diferentes valores de permitividad. La Tabla 4.2 muestra los líquidos medidos, incluyendo la permitividad relativa. Las medidas del sensor se obtuvieron de forma remota a través de la ejecución de un cliente programado en Matlab en el ordenador portátil.

La Figura 4.21 muestra las medidas del sistema completo para las diferentes muestras. Tan solo se ha representado un periodo de los datos recibidos por el cliente para cada muestra. La señal triangular



**Figura 4.19:** Diagrama de flujo del programa del lector IoT (servidor).

## 4.2. LECTOR IOT PARA EL SENSOR INALÁMBRICO



**Figura 4.20:** Demostrador experimental incluyendo todos los elementos del sistema inalámbrico completo.

( ) es igual para todas las muestras, y es proporcional a la señal que controla el barrido frecuencial ( ). En concreto, se realizan dos barridos frecuenciales en cada periodo: el primero de 1.6 GHz a 1.9 GHz (barrido creciente) y el segundo de 1.9 GHz a 1.6 GHz (barrido decreciente). En cada barrido aparece un mínimo de voltaje en un instante de tiempo distinto para cada medida: en el barrido creciente y en el barrido decreciente. Esos mínimos están relacionados con la frecuencia de resonancia del sensor para los diferentes líquidos, tal y como se explicó en la Sección 4.2.2. Por lo tanto, el principio de detección del sistema completo se basa en la diferencia de tiempo entre y ( - ). En la Tabla 4.2 se incluye la diferencia de tiempo ( ) asociada a cada muestra. En esta Tabla se puede observar una diferencia de tiempo de entre 3.59 ms y 8.04 ms para valores de permitividad relativa de entre 1 y 5.77. Cada muestra presenta un distinto, incluso el aceite de almendras y de limón, cuyos valores

## CAPÍTULO 4. LECTORES IOT PARA SENSORES ELECTROMAGNÉTICOS, PASIVOS E INALÁMBRICOS

---

de permitividad son muy similares.

Material	Permitividad relativa ( )	( - ) [ms]
Espacio libre	1.00	3.59
Aceite de parafina	2.45	5.16
Aceite de almendras	2.96	5.51
Aceite de limón	3.03	5.63
Cloroformo (CHCl )	5.77	8.04

**Tabla 4.2:** Resultados obtenidos por el sistema de caracterización completo.

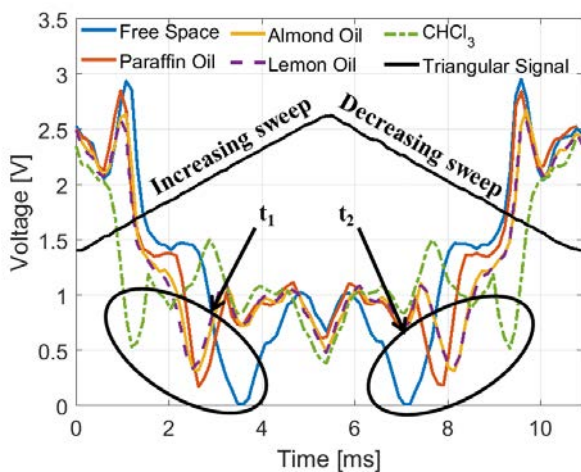
La Figura 4.22 muestra la dependencia de la permitividad relativa con respecto a la diferencia de tiempo ( ) para cada muestra. Los resultados obtenidos muestran una relación lineal entre la diferencia de tiempo y la permitividad relativa. La aproximación que representa esta relación lineal es:

$$(4.5)$$

Esta aproximación se puede usar para estimar la permitividad relativa después de haber medido la diferencia de tiempo de cada muestra, según:

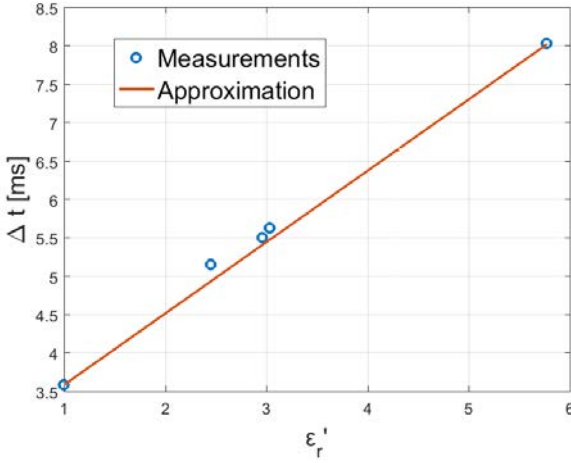
$$(4.6)$$

El error medio entre las medidas y la aproximación es de 1.71 %.



**Figura 4.21:** Medidas del sistema inalámbrico completo (señales recibidas por el cliente).

En este caso la sensibilidad del sensor se puede definir como la diferencia entre el incremento de tiempo máximo y mínimo medido, dividido por el incremento de la permitividad de las muestras ( ), resultando en 0.93 ms.



**Figura 4.22:** Diferencia de tiempo ( ) de los líquidos medidos (círculos azules) y la aproximación lineal (línea sólida roja).

### 4.3 Lector IoT para el sensor *contactless*

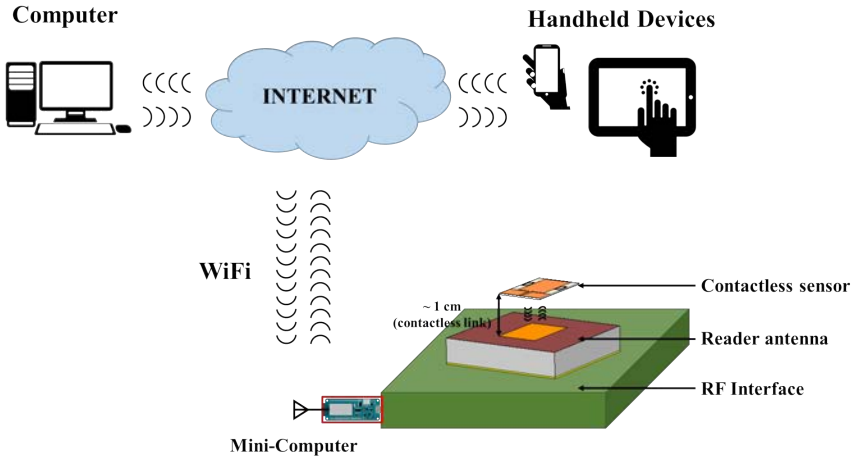
La Figura 4.23 muestra el esquema general del sistema de lectura propuesto para el sensor presentado en el Capítulo 3. Está compuesto por dos elementos: un sensor pasivo, inalámbrico y electromagnético y un IoT-R. Es un esquema similar al propuesto en la Sección 4.2. La principal diferencia es que en este caso tan solo se utiliza una antena lectora, reduciendo considerablemente las dimensiones totales

---

### 4.3. LECTOR IOT PARA EL SENSOR *CONTACTLESS*

---

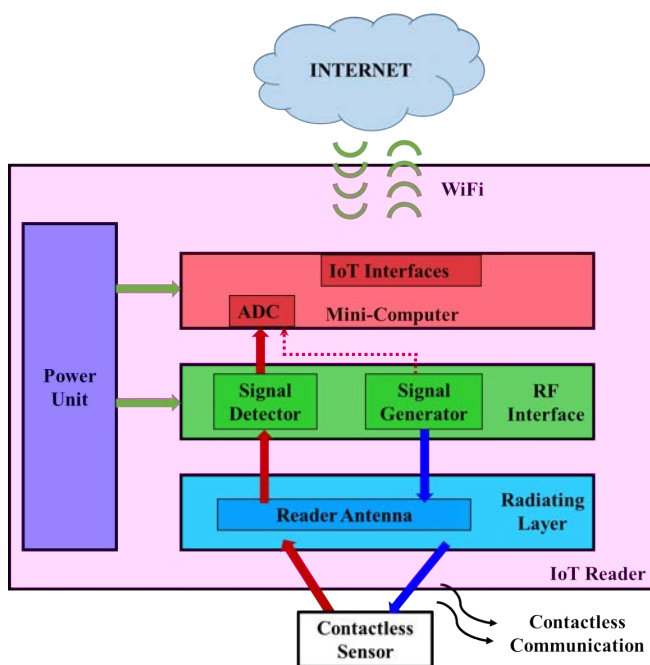
del sistema. En este caso, también se demostrará la validez del sistema realizando medidas de varios líquidos.



**Figura 4.23:** Esquema del sistema IoT *contactless* de caracterización propuesto.

El IoT-R sigue el diagrama de la Figura 4.24. También está estructurado en cuatro capas funcionales: la capa radiante, la interfaz de RF, el mini-ordenador IoT y la unidad de potencia. La filosofía seguida por todas las capas es muy similar a la que se seguía en la Sección 4.2. La principal diferencia reside en la capa radiante, donde ahora solo se utiliza una antena lectora. En este caso, esta antena transmitirá la señal necesaria para interrogar al sensor y, además, se encargará de recibir la señal modificada por el mismo.

En la Figura 4.25 se muestra el diagrama de bloques del sistema completo. En esta Figura se puede ver con más detalle el resto de



**Figura 4.24:** Diagrama de capas del lector IoT *contactless*.



diferencias y similitudes con respecto al primer lector propuesto. En primer lugar, se puede observar que el generador de señal es totalmente idéntico al que se presentó en la Sección 4.2.2, sin embargo, en el detector de señal se ha omitido el amplificador, ya que las pérdidas de transmisión debidas al acoplo son muy bajas en comparación con el sistema inalámbrico. En este caso no es necesario utilizar el amplificador ya que nos encontramos dentro de un enlace de campo cercano (aproximadamente 1 cm). Por otro lado, como ya se ha comentado, en este caso tan solo se utiliza una antena que servirá para transmitir la señal necesaria para interrogar al sensor y para recibir la señal modificada por el mismo. Por este motivo, se ha añadido al esquema un circulador (modelo DPVCC64A del fabricante DPV CO [144]). El circulador es un circuito de tres puertos que solo deja circular la señal en un sentido. Por lo tanto, servirá para aislar la señal generada a la salida del VCO de la señal modificada por el sensor (recibida por la antena). Finalmente, también se ha utilizado el mismo esquema del mini-ordenador presentado en la Sección 4.2.3.

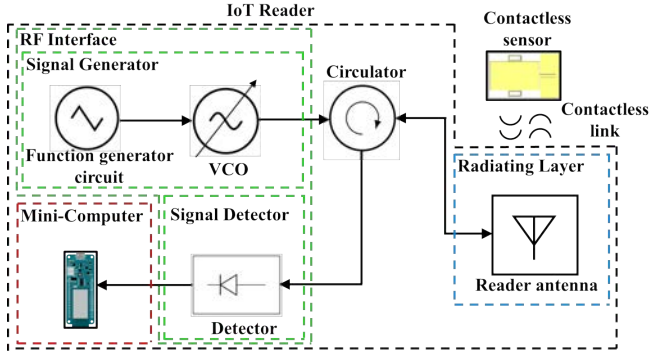
En la Figura 4.26 se muestran las medidas del circulador utilizado. En la Figura 4.26a se puede ver como las pérdidas de inserción ( , y ) mantienen siempre un valor por debajo de 0.5 dB, mientras que el coeficiente de reflexión en cada puerto ( , y ) tiene un valor por debajo de -15.79 dB. Por otro lado, la Figura 4.26b muestra que el aislamiento está siempre por debajo de -15.50 dB.

#### 4.3.1 Resultados experimentales

La Figura 4.27 muestra el montaje experimental del sistema completo. En esta imagen se incluyen todos los elementos del sistema: el generador de señal, el detector de señal, el circulador, la antena lecto-

## CAPÍTULO 4. LECTORES IOT PARA SENSORES ELECTROMAGNÉTICOS, PASIVOS E INALÁMBRICOS

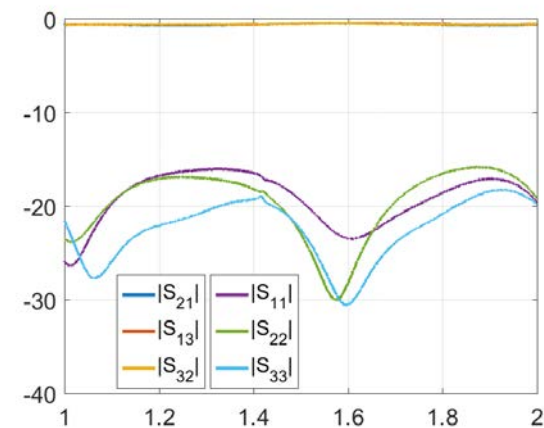
---



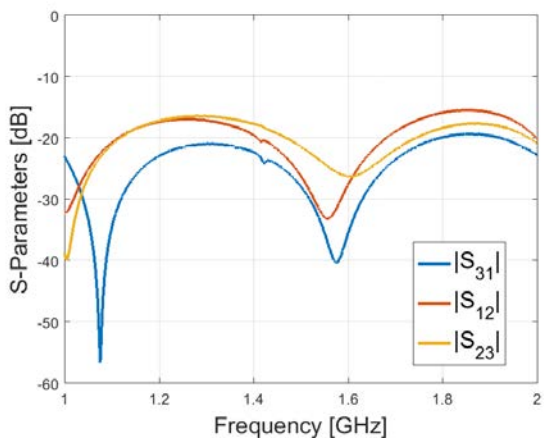
**Figura 4.25:** Esquemático general del sistema de caracterización IoT *contactless* propuesto.

ra, el sensor, el cliente (ordenador portátil) y la unidad de potencia. La Tabla 4.3 muestra los líquidos medidos, incluyendo su permitividad relativa.

En la Figura 4.28 se muestran las medidas del sistema completo para las diferentes muestras. En este caso, existe una gran diferencia en relación a las medidas tomadas en la Sección 4.2.4. Esta diferencia reside fundamentalmente en que ahora se está detectando el *notch* introducido en el coeficiente de reflexión del sensor monopolo (Sección 3), en lugar del *notch* introducido por los SRRs en el coeficiente de transmisión de la línea *microstrip* (Sección 2). Esto hace que la respuesta esperada sea distinta, ya que ahora en la salida del SDD se espera detectar un máximo de voltaje (relacionado con el máximo que se detectaba con el sensor monopolo) en lugar de un mínimo. Este hecho se puede observar en la Figura 4.28a, donde se ha representado un periodo del sensor en espacio libre. En esta medida se puede ob-



(a)

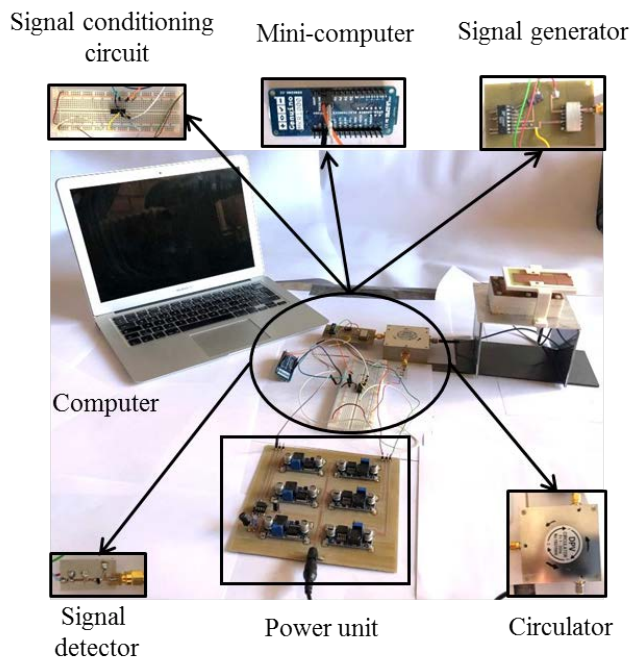


(b)

**Figura 4.26:** Medidas del circulator: coeficientes de transmisión y reflexión (a), y aislamiento (b).

## CAPÍTULO 4. LECTORES IOT PARA SENSORES ELECTROMAGNÉTICOS, PASIVOS E INALÁMBRICOS

---



**Figura 4.27:** Demostrador experimental del sistema *contactless* incluyendo todos los elementos.

### 4.3. LECTOR IOT PARA EL SENSOR *CONTACTLESS*

---

servar cómo, tanto en el barrido creciente ( ) como en el decreciente ( ), ahora aparecen dos máximos de voltaje. El principio de detección del sistema completo se basa en la diferencia de tiempo entre y ( - ). Los máximos del barrido creciente se incluyen en la Figura 4.28b, mientras que los del barrido decreciente se incluyen en la Figura 4.28c. En la Tabla 4.3 se muestra la diferencia de tiempo ( ) asociada a cada medida. En esta Tabla se puede observar una diferencia de tiempo de entre 1.32 ms y 2.41 ms para valores de permitividad relativa de entre 1 y 5.77.

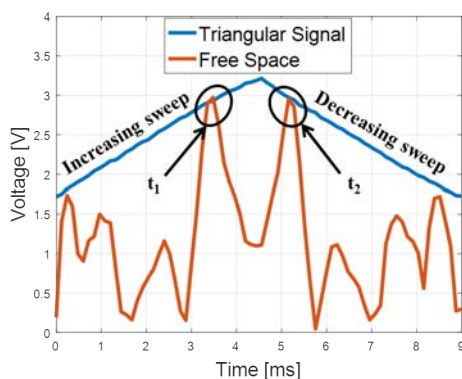
Material	Permitividad relativa ( )	( - ) [ms]
Espacio libre	1.00	1.32
Aceite de parafina	2.45	2.07
Aceite de oliva	2.94	2.16
Aceite de cacahuete	2.94	2.17
Aceite de limón	3.03	2.17
Aceite de ricino	3.37	2.21
Cloroformo (CHCl )	5.77	2.41

**Tabla 4.3:** Resultados obtenidos con el sistema de caracterización *contactless* completo.

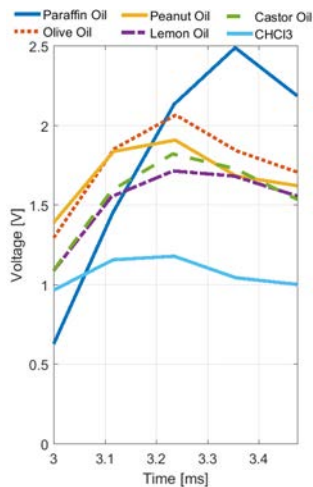
La Figura 4.29 muestra la dependencia de la permitividad relativa con respecto a la diferencia de tiempo ( ) para cada muestra. Los resultados obtenidos muestran una relación cuadrática entre la diferencia de tiempo y la permitividad relativa. La aproximación cua-

## CAPÍTULO 4. LECTORES IOT PARA SENSORES ELECTROMAGNÉTICOS, PASIVOS E INALÁMBRICOS

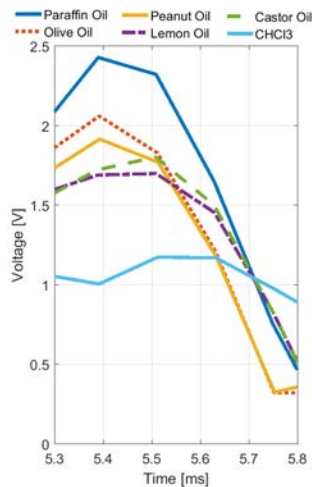
---



(a)



(b)



(c)

**Figura 4.28:** Medidas del sistema completo: señal de sincronización y medida en espacio libre (a), máximos en el barrido creciente de todas las muestras medidas (b) y máximos en el barrido decreciente de todas las muestras medidas (c).

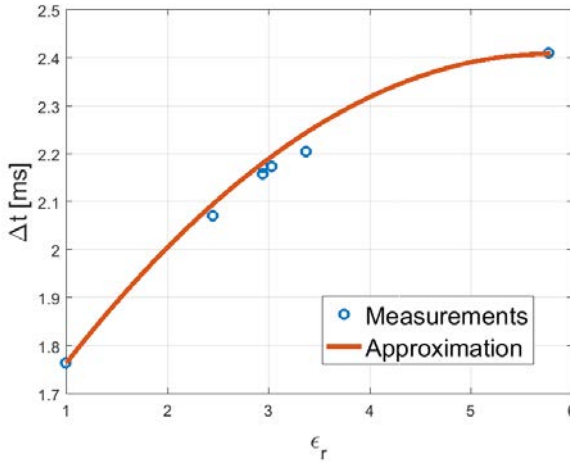
drática que sigue esta relación es:

$$(4.7)$$

Esta aproximación se puede usar para estimar la permitividad relativa después de haber medido la diferencia de tiempo de cada muestra, según:

$$(4.8)$$

El error medio entre las medidas y la aproximación es de 0.27 %. En este caso la sensibilidad del sensor ( ) tiene un valor de 0.23 ms.



**Figura 4.29:** Diferencia de tiempo ( ) de las muestras medidas (círculos azules) y la aproximación (línea sólida roja) para el sistema *contactless* completo.

## 4.4 Conclusiones

En este capítulo se ha presentado un lector inalámbrico para cada uno de los sensores propuestos en los capítulos previos. Dichos lectores han sido completamente integrados con el Internet de las Cosas basándose en un modelo de capas: la capa radiante, la interfaz de RF, el mini-ordenador IoT y la unidad de potencia. En primer lugar se han descrito, implementado y caracterizado cada una de las capas por separado antes de ensamblar el lector completo. Dichos lectores resultan en una solución inalámbrica, portable y de bajo coste. Además, se ha implementado un protocolo de comunicaciones basado en comandos de usuario y montado sobre TCP/IP en la capa de aplicación. Con este esquema el lector IoT tendrá asociada una dirección IP. Para mostrar la validez del sistema, se han utilizado ambos lectores para caracterizar la permitividad dieléctrica de líquidos. En ambos casos se incluyen aproximaciones, con el objetivo de estimar el parámetro bajo medida. Finalmente, se ha podido observar que se obtiene un error medio bajo entre aproximación y medida. Por lo tanto, se puede considerar un éxito tanto el diseño de los lectores como de los sistemas de caracterización completos, cumpliéndose los objetivos de la tesis.



#### 4.4. CONCLUSIONES

---



# CAPÍTULO 5

---

## CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

---

### 5.1 Conclusiones

Esta tesis doctoral, por un lado, se ha centrado en el diseño e implementación de sensores electromagnéticos para la detección de espesores, y para la caracterización de la permitividad dieléctrica de materiales sólidos y líquidos.

Se han presentado dos sensores distintos, los cuales se pueden utilizar para dar solución a sistemas cableados e inalámbricos de largo y corto alcance. Por otro lado, también se ha diseñado e implementado un lector integrado con el Internet de las Cosas y completamente inalámbrico para cada uno de los sensores. Además, se ha demostrado que la tecnología de caracterización propuesta es fácilmente integrable con este tipo de lectores, obteniendo un sistema portable, inalámbrico y de bajo coste.

El contenido de esta tesis se ha dividido en cinco capítulos (excluyendo el capítulo de conclusiones y líneas futuras). En el Prólogo se

ha expuesto la motivación y objetivos generales, mientras que el estado del arte se incluye en el Capítulo 1. Los aspectos más relevantes discutidos en el resto de capítulos se exponen a continuación:

En el Capítulo 2 se ha propuesto un sensor basado en resonadores SRR para la caracterización dieléctrica de materiales sólidos y líquidos. Además, se ha demostrado que el desplazamiento frecuencial se mantiene constante cuando el espesor del material que se sitúa sobre el sensor es superior a  $0.1 \text{ }\mu\text{m}$ . Por debajo de este valor, el desplazamiento frecuencial del coeficiente de transmisión depende del espesor del material que cubre el sensor. En esta situación, se puede utilizar el sensor para la detección de espesores. El Capítulo 2 aborda el diseño, fabricación y validación del sensor. Por ello, se ha presentado tanto un modelo circuital como simulaciones y medidas, obteniendo una buena concordancia entre todos ellos. Es importante destacar que todas las medidas realizadas con el sensor propuesto son de carácter no destructivo.

Por lo tanto, se ha presentado y validado un sensor completamente pasivo, de tecnología impresa, de bajo coste y fácil de fabricar. Además, éste presenta una respuesta en tiempo real, una alta sensibilidad y un error bajo (error medio del 0.43 % para la caracterización de sólidos, del 1.65 % para la de los líquidos y del 3.1 % para la detección de espesores), lo cual hace que sea una buena solución para las aplicaciones propuestas. Finalmente, se ha demostrado que el sensor se puede proteger fácilmente para realizar medidas de líquidos, resultando en una solución completamente sumergible y reutilizable. Todas estas características hacen que el sensor propuesto sea muy competitivo con respecto a las tecnologías existentes. Realizando una comparación más profunda con los kits comerciales disponibles, se ha podido ver como

## 5.1. CONCLUSIONES

---

el kit de caracterización para sólidos está basado en un método destructivo, mientras que el sensor propuesto no lo es. Además, también ha quedado demostrada la versatilidad del sensor, ya que el mismo dispositivo puede ser utilizado para caracterizar materiales sólidos, líquidos y detectar espesores. Los kits de caracterización comerciales analizados hacen distinciones entre distintos tipos de materiales.

En el Capítulo 3 se ha diseñado, fabricado y caracterizado un sensor *contactless*. El sistema de caracterización está principalmente compuesto por un sensor basado en un monopolo cargado con SRRs y una antena lectora. El principio de operación del sistema está basado en la detección del desplazamiento frecuencial del *notch* de reflexión, cuando se sitúa una muestra sobre la estructura. El sistema ha sido utilizado para obtener la permitividad de materiales sólidos y líquidos en tiempo real. Cabe destacar que el sensor es completamente reutilizable después de realizar cada medida. Además, ambos tipos de medidas también son de carácter no destructivo.

El diseño definitivo está compuesto por un monopolo impreso acabado con una línea CPW cortocircuitada, y acoplado a dos SRRs rectangulares. La frecuencia de resonancia de los SRRs disminuye cuando la permitividad de la muestra situada sobre ellos aumenta. Esto lleva a un diseño completamente impreso y de bajo coste, sin necesidad de electrónica adicional ni conectorización. La antena lectora está basada en un parche microstrip de banda ancha. Este comportamiento de banda ancha permite la medida del desplazamiento frecuencial de todos los MUTs.

A lo largo del Capítulo 3, se han incluido tanto simulaciones como medidas mostrando una buena concordancia entre ambas. Además, se ha propuesto un modelo circuital equivalente para obtener la respues-

ta del sistema con una buena precisión y con un coste computacional muy bajo, comparado con las simulaciones electromagnéticas de onda completa. Por lo tanto, sería posible utilizar este circuito como una herramienta muy útil para futuros diseños. Se ha verificado experimentalmente que el sistema de lectura puede detectar la permitividad de distintos materiales. Todo esto dentro de un enlace de campo cercano de aproximadamente 1 cm entre el sensor y la antena lectora. Los resultados obtenidos han sido modelados mediante un ajuste lineal, el cual presenta un error bajo con respecto a las medidas (error medio del 0.33 % para la caracterización de sólidos y del 2.87 % para la de los líquidos). Una aplicación interesante de este sistema propuesto, es la posibilidad de realizar medidas remotas de sustancias nocivas para la salud, evitando el contacto directo con ellas. En la solución presentada en el Capítulo 2, el sensor ha sido directamente sumergido en un recipiente que contiene el MUT, utilizando aproximadamente unos 250 ml de muestra. Con la propuesta presentada en el Capítulo 3, tan solo se necesitan unos 6 ml, lo que supone una reducción de más del 97 % de la muestra utilizada pudiendo ser utilizado en aplicaciones donde la cantidad de muestra sea muy limitada, como por ejemplo en aplicaciones biomédicas.

En la Tabla 5.1 se muestra una comparativa de los sensores propuestos con otros sensores encontrados en la literatura basados en SRR. Los sensores propuestos presentan una clara ventaja sobre otros dispositivos, esto se debe a que se puede utilizar el mismo sensor para realizar una caracterización de sólidos y líquidos, y para la detección de espesores. Incluso los kits de caracterización comerciales realizan este tipo de distinción.

En el Capítulo 4 se han propuesto lectores IoT-R para todos los

## 5.1. CONCLUSIONES

Trabajo	Caracterización de sólidos	Caracterización de líquidos	Detección de espesores	_____
[30]	No	Sí	No	5.89
[45]	Sí	No	No	2.9
[47]	No	No	Sí	-
[48]	No	No	Sí	-
[49]	No	No	Sí	-
[50]	No	Sí	No	0.15
[53]	No	Sí	No	0.02
[54]	No	Sí	No	0.46
[55]	No	Sí	No	0.11
Capítulo 2	Sí	Sí	Sí	Sólido: 3.1 Líquido: 0.94
Capítulo 3	Sí	Sí	Sí	Sólido: 1.3 Líquido: 0.89

**Tabla 5.1:** Comparativa entre el estado del arte y los sensores propuestos.

sensores presentados. Estos lectores están basados en un modelo de capas formado por: la capa radiante, la interfaz de RF, el mini-ordenador IoT y la unidad de potencia. En este Capítulo se han implementado todas las capas, con el objetivo de construir un demostrador para cada uno de los sensores propuestos en los Capítulos previos. A lo largo de este Capítulo se ha descrito la funcionalidad de todas las capas y, además, se han medido por separado antes de juntarlas para formar el IoT-R. Por otro lado, se ha propuesto un protocolo de comunicación que permite la adquisición de los datos del sensor a través de Internet.

Ambas propuestas han sido caracterizadas realizando medidas de diferentes líquidos. Estos resultados muestran que ambos sistemas son válidos para estimar la permitividad de líquidos. Los resultados se pueden aproximar a una regresión cuadrática, la cual presenta un error bajo con respecto a las medidas (error medio del 1.71 % para el sistema de caracterización inalámbrico y del 0.27 % para el sistema de caracterización *contactless*).

Los IoT-R propuestos representan una solución completamente inalámbrica y portable. Además, suponen una importante novedad al tratarse de unos lectores inalámbricos para sensores electromagnéticos pasivos incluyendo funcionalidades IoT. Además, resultan en una solución de bajo coste.

Cabe destacar que el IoT-R propuesto para el sensor *contactless* presenta una mejora significativa, en cuanto a portabilidad, con respecto al propuesto para el sensor inalámbrico. El sistema completo para el sensor cableado presenta un alto factor de forma (25 x 45 cm ), un peso elevado (aproximadamente 3 kg) y una configuración más compleja, mientras que en el sistema completo para el sensor inalámbrico el factor de forma se reduce considerablemente (15 x 15



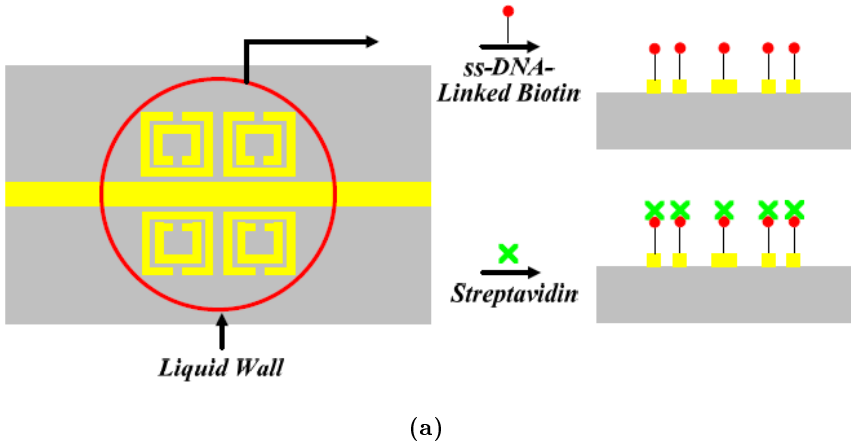
cm ) así como el peso (inferior a 1 kg). Parte de esta reducción se produce debido a que el lector para el sensor *contactless* emplea únicamente una antena y funciona en reflexión, a diferencia del lector para el sensor inalámbrico, que funciona en transmisión y con dos antenas. Por otro lado, se ha reducido en gran medida la cantidad de líquido necesaria para realizar las medidas (97%). Todo esto hace que el primer lector sea más aconsejable para aplicaciones industriales, mientras que el segundo para aplicaciones biomédicas, por ejemplo.

### 5.2 Líneas futuras

Los resultados obtenidos en esta tesis doctoral abren la posibilidad de seguir utilizando las partículas de metamateriales con fines de caracterización de materiales. Sin embargo, para que dicha tecnología acabe triunfando, surge la necesidad de buscar aplicaciones prácticas en ámbitos o mercados concretos.

Un ámbito donde se ha demostrado que este tipo de tecnología tiene una gran cabida es la biomedicina [27, 51, 52, 84, 118]. Generalmente, un biosensor se define como un dispositivo que incorpora un elemento de sensado biológico o transductor biológico. Por lo tanto, resultaría interesante funcionalizar los sensores propuestos para una aplicación como la expuesta en [16]. En [16] la superficie del sensor fue cubierta con una capa de oro (Au) y se utilizó ácido desoxirribonucleico monocatenario (ss-DNA, por sus siglas del inglés, *single-stranded deoxyribonucleic acid*) para la inmovilización en el oro, debido a la buena atracción química entre el ss-DNA y el Au. Después de la inmovilización, se consiguió la unión biomolecular de la biotina con la estreptavidina mediante un bioproceso (Figura 5.1).

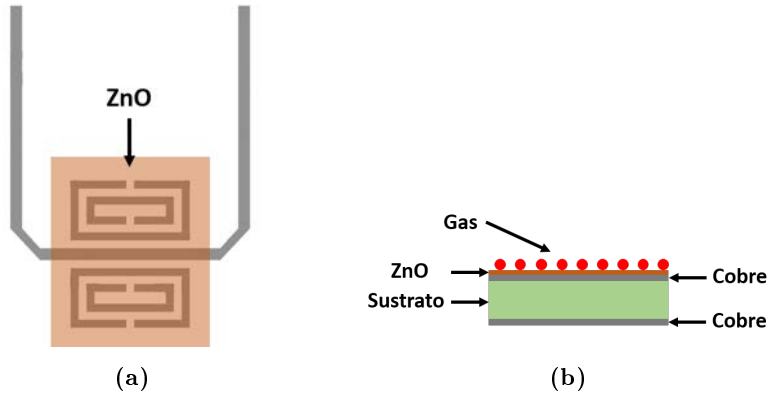
La detección de gases también es una aplicación muy interesante.



**Figura 5.1:** Unión de la biotina y la estreptavidina mediante un bioproceso [16] en un sensor basado en SRRs.

Se podría monitorizar en tiempo real la contaminación del aire del medio ambiente, fábricas, laboratorios y hospitales, entre otros. En esta tesis, se ha demostrado que los sensores propuestos son fácilmente funcionalizables. En ese sentido, se podrían cubrir dichos sensores con algún material capaz de captar las partículas de gas, como el óxido de zinc (ZnO). Se ha demostrado que la resistividad de este material varía en función del gas al que esté expuesto [145]. Por lo tanto, se podría emplear una capa de ZnO sobre nuestra estructura con el objetivo de captar esa diferencia de resistividad asociada a cada uno de los gases bajo medida (Figura 5.2).

Además, sería interesante profundizar tanto en el diseño de estos sensores como en el procesamiento de las medidas tomadas. Por un lado, existen múltiples soluciones a la hora de tratar de modificar el sensor.



**Figura 5.2:** Sensor de gas propuesto: planta (a) y alzado (b).

Por ejemplo, se podrían incluir múltiples resonancias, las cuales podrían estar también en contacto directo con el MUT o no. En el primer caso, se podría tomar una medida diferencial entre las resonancias en contacto con la muestra. En el segundo caso, la resonancia se tomaría como referencia, al no estar en contacto con la muestra. Por otro lado, en estas medidas se podría tener en cuenta la fase como parámetro adicional con el objetivo de tratar de mejorar la estimación. Cabe destacar que hasta ahora se han tomado medidas discretas y se ha analizado la resonancia asociada a cada caso, sin embargo, resultaría interesante aplicar técnicas de *Machine Learning* para tratar de analizar todo el espectro frecuencial, lo cual aportaría un valor añadido a las estimaciones realizadas.







---

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [1] N. H. Motlagh, M. Bagaa, and T. Taleb, “UAV-Based IoT Platform: A Crowd Surveillance Use Case,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 2, pp. 128–134, Feb. 2017.
- [2] L. Sánchez, L. Muñoz, J. A. Galache, P. Sotres, J. R. Santana, V. Gutiérrez, R. Ramdhany, A. Gluhak, S. Krco, E. Theodoridis, and D. Pfisterer, “SmartSantander: IoT experimentation over a smart city testbed,” *Computer Networks*, vol. 61, pp. 217–238, Mar. 2014.
- [3] S. Preradovic and N. C. Karmakar, “Chipless RFID: Bar Code of the Future,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 11, pp. 87–97, 2010.
- [4] I. Balbin and N. C. Karmakar, “Phase-encoded chipless RFID transponder for large-scale low-cost applications,” *IEEE Micro-*

## BIBLIOGRAFÍA

---

- wave Wireless Compon. Lett.*, vol. 19, no. 8, pp. 509–511, Aug. 2009.
- [5] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*, J. W. . Sons, Ed. John Wiley & Sons, 2006.
- [6] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, “Low frequency plasmons in thin-wire structures,” *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 10, no. 22, p. 4785, 1998.
- [7] J. B. Pendry, A. J. Holden, and D. J. Robbins, “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 47, no. 11, pp. 2075–2084, Nov. 1999.
- [8] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, “Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity,” *Physics Review Letters*, vol. 84, no. 18, pp. 4184–4187, May 2000.
- [9] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, “Experimental verification of a negative index of refraction,” *Science*, vol. 292, no. 292, pp. 77–79, Apr. 2001.
- [10] “Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials,” Keysight Technologies, Tech. Rep., 2017.
- [11] “85055A 50 Ohm Type-N Verification Kit - Technical Overview,” Keysight Techonolgies, Tech. Rep., 2015.
-



## BIBLIOGRAFÍA

---

- [12] “Keysight 85070E Dielectric Probe Kit, 200 MHz to 50 GHz—Technical Overview,” Keysight Technologies, Santa Rosa, CA, USA, Tech. Rep., Aug. 2014.
- [13] J. Naqui and F. Martín, “Angular Displacement and Velocity Sensors Based on Electric-LC (ELC) Loaded Microstrip Lines,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 14, no. 4, Apr. 2014.
- [14] J. J. Martínez-Martínez and F. J. Herraiz-Martínez and G. Galindo-Romera, “Design and Characterization of a Passive Temperature Sensor Based on a Printed MIW Delay Line,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, no. 22, Nov. 2016.
- [15] R. J. Buford, E. C. Green, and M. J. McClung, “A microwave frequency sensor for non-invasive blood-glucose measurement,” *Proc. IEEE Sensors Appl. Symp. (SAS)*, pp. 4–7, Feb. 2008.
- [16] T. Chen, S. Li, and H. Sun, “Metamaterials application in sensing,” *Sensors*, vol. 12, no. 3, pp. 554–557, Oct. 2012.
- [17] J. Yao, S. Tjuatja, and H. Huang, “A compact FMCW interrogator of microstrip antenna for foot pressure sensing,” *Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*, 2016.
- [18] A. P. Gregory and R. N. Clarke, “A review of RF and microwave techniques for dielectric measurements on polar liquids,” *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 13, no. 4, pp. 727–743, Aug. 2006.
- [19] A. S. M. Nor, M. A. Yunus, S. W. Nawawi, and S. Ibrahim, “Low-cost sensor array design optimization based on planar electromagnetic sensor design for detecting nitrate and sulphate,”

## BIBLIOGRAFÍA

---

- Proceedings of the 2013 Seventh International Conference on Sensing Technology (ICST)*, Dec. 2013.
- [20] M. Schüßler, C. Mandel, M. Puentes, and R. Jakoby, “Metamaterial inspired microwave sensors,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 13, no. 2, pp. 57–68, Apr. 2012.
- [21] H. Cheng, S. Ebadi, and X. Gong, “A Low-Profile Wireless Passive Temperature Sensor Using Resonator/Antenna Integration Up to 1000 °C,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, p. 369372, 2012.
- [22] J. Boccard, T. Aftab, J. Hoppe, A. Yousaf, R. Hutter, and L. Reindl, “High-resolution, far-field, and passive temperature sensing up to 700 °C using an isolated ZST microwave dielectric resonator,” *IEEE Sens. J.*, vol. 16, p. 715722, 2016.
- [23] J. Yao, F. Tchafa, A. Jain, S. Tjuatja, and H. Huang, “Far-field interrogation of microstrip patch antenna for temperature sensing without electronics,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, pp. 7053–7060, 2016.
- [24] H. Huang, “Flexible Wireless Antenna Sensor: A Review,” *IEEE Sensors J.*, vol. 13, pp. 3865–3872, 2013.
- [25] J. Yao, S. Tjuatja, and H. Huang, “Real-time vibratory strain sensing using passive wireless antenna sensor,” *IEEE Sensors J.*, vol. 15, pp. 4338–4345, 2015.
- [26] F. Martín, “Metamaterials for wireless communications, radiofrequency identification, and sensors,” *ISRN Electron.*, vol. 2012, no. 780232, Nov. 2012.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [27] H.-J. Lee, H.-S. Lee, K.-H. Yoo, and J.-G. Yook, “On the possibility of Biosensors Based on Split Ring Resonators,” *Proceedings of the 38th European Microwave Conference*, pp. 1222–1225, 2008.
- [28] R. Melik, E. Unal, N. K. Perkgoz, C. Puttlitz, and H. V. Demir, “Metamaterial-based wireless strain sensors,” *Applied Physics Letters*, vol. 95, no. 1, 2009.
- [29] P. K. Pattnaik, B. Vijayaaditya, T. Srinivas, and A. Selvajaran, “Optical MEMS pressure sensor using ring resonator on a circular diaphragm,” *Proceedings of the 2005 International Conference on MEMS, NANO and Smart Systems*, 2005.
- [30] S. Kulkarni and M. S. Joshi, “Design and analysis of shielded vertically stacked ring resonator as complex permittivity sensor for petroleum oils,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 63, no. 8, pp. 2411–2417, Aug. 2015.
- [31] M. T. Jilani, M. Z. Rehman, A. M. Khan, M. T. Khan, and S. M. Ali, “A brief review of measuring techniques for characterization of dielectric materials,” *ITEE Journal*, vol. 1, no. 1, pp. 1–5, Dec. 2012.
- [32] E. M. Amin, J. K. Saha, and N. C. Karmakar, “Smart sensing materials for low-cost chipless RFID sensor,” *IEEE Sensors J.*, vol. 14, no. 7, pp. 2198–2207, Jul. 2014.
- [33] E. M. Amin and N. C. Karmakar, “Development of a chipless RFID temperature sensor using cascaded spiral resonators,” *Proc. IEEE Sensors*, pp. 554–557, Oct. 2011.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [34] M. Nikolik-Jaric, S. F. Romanuik, G. A. Ferrier, G. E. Bridges, M. Butler, K. Sunley, D. J. Thomson, and M. R. Freeman, “Microwave frequency sensor for detection of biological cells in microfluidic channels,” *Biomicrofluidics*, vol. 3, no. 3, p. 034103, 2009.
- [35] F. M. Battiston, J.-P. Ramseyer, H. P. Lang, M. K. Baller, C. Gerber, J. K. Gimzewski, E. Meyer, and H.-J. Güntherodt, “A chemical sensor based on a microfabricated cantilever array with simultaneous resonance-frequency and bending readout,” *Sens. Actuators B, Chem.*, vol. 77, no. 1-2, pp. 122–131, 2001.
- [36] H.-J. Lee, H.-S. Lee, K.-H. Yoo, and J.-G. Yook, “DNA sensing using split-ring resonator alone at microwave regime,” *J. Appl. Phys.*, vol. 108, no. 1, p. 014908, 2010.
- [37] M. Yoo, H. K. Kim, , and S. Lim, “Electromagnetic-based ethanol chemical sensor using metamaterial absorber,” *Sens. Actuators B, Chem.*, vol. 222, pp. 173–180, Jan. 2016.
- [38] Y. Sujana, B. Vasuki, G. Uma, D. Ezhilarasi, and K. Suresh, “Thickness Sensor for Ferromagnetic Sheets,” *Proc. 6th Int. Conf. Sens. Technol. (ICST)*, pp. 93–96, 2012.
- [39] H.-C. Wang, A. Zyuzin, and A. V. Mamishev, “Measurement of coating thickness and loading using concentric fringing electric field sensors,” *Sensors J.*, vol. 14, no. 1, pp. 68–78, 2014.
- [40] C. Lee and C. Yang, “Thickness and permittivity measurement in multi-layered dielectric structures using complementary split-

## BIBLIOGRAFÍA

---

- ring resonators,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 14, pp. 695–700, 2014.
- [41] F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, R. Marqués, and M. Sorolla, “Split ring resonator based left handed coplanar waveguide,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 83, pp. 4652–4654, Dec. 2003.
- [42] R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, *Metamaterials With Negative Parameters: Theory, Design and Microwave Applications*, U. Hoboken, NJ, Ed. Wiley, 2008.
- [43] J. Naqui and F. Martín, “Transmission lines loaded with bisymmetric resonators and their application to angular displacement and velocity sensors,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 61, no. 12, pp. 4700–4716, Dec. 2013.
- [44] J. Naqui, J. Coromina, F. Martín, A. K. Horestani, and C. Fumeaux, “Comparative analysis of split ring resonators (SRR), electric-LC (ELC) resonators, and S-shaped split ring resonators (S-SRR): Potential application to rotation sensors,” *Proc. 14th Medit. Microw. Symp. (MMS)*, pp. 1–5, 2014.
- [45] C.-S. Lee and C.-L. Yang, “Complementary split-ring resonators for measuring dielectric constants and loss tangents,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 24, no. 8, pp. 563–565, Aug. 2014.
- [46] J. Naqui, M. Durán-Sindreu, and F. Martín, “Novel sensors based on the symmetry properties of split ring resonators (SRRs),” *Sensors*, vol. 11, no. 8, pp. 7545–7553, 2011.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [47] J. F. O'Hara, R. Singh, I. Brener, E. Smirnova, J. Han, A. J. Taylor, and W. Zhang, "Thin-film sensing with planar terahertz metamaterials: Sensitivity and limitations," *Opt. Exp.*, vol. 16, no. 3, pp. 1786–1795, 2008.
- [48] A. Elhawil, J. Stiens, C. D. Tandt, W. Ranson, and R. Vounckx, "Thin-film sensing using circular split-ring resonators at mm-wave frequencies," *Appl. Phys. A*, vol. 103, no. 3, pp. 623–626, 2011.
- [49] X.-J. He, L. Qiu, Y. Wang, Z.-X. Geng, J.-M. Wang, and T.-L. Gui, "A compact thin-film sensor based on nested split-ring-resonator (SRR) metamaterials for microwave applications," *J. Infr. Millim. Terahertz Waves*, vol. 32, no. 7, p. 902, 2011.
- [50] W. Withayachumnankul, K. Jaruwongrungee, A. Tuantranont, C. Fumeaux, and D. Abbott, "Metamaterial-based microfluidic sensor for dielectric characterization," *Sens. Actuators A, Phys.*, vol. 189, pp. 233–237, Jan. 2013.
- [51] T. Chen, D. Dubuc, M. Poupot, J.-J. Fournié, and K. Grenier, "Accurate nanoliter liquid characterization up to 40 GHz for biomedical applications: Toward noninvasive living cells monitoring," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 60, no. 12, pp. 4171–4177, Dec. 2012.
- [52] K. Grenier, D. Dubuc, P.-E. Poleni, M. Kumemura, H. Toshiyoshi, T. Fujii, and H. Fujita, "Integrated broadband microwave and microfluidic sensor dedicated to bioengineering," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 57, no. 12, pp. 3246–3253, Dec. 2009.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [53] A. A. Abduljabar, D. J. Rowe, A. Porch, and D. A. Barrow, “Novel microwave microfluidic sensor using a microstrip splitting resonator,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 62, no. 3, pp. 679–688, Mar. 2014.
- [54] A. Ebrahimi, W. Withayachumnankul, S. Al-Sarawi, and D. Abbott, “High-sensitivity metamaterial-inspired sensor for microfluidic dielectric characterization,” *IEEE Sensors J.*, vol. 14, no. 5, pp. 1345–1351, May 2014.
- [55] D. J. Rowe, S. Al-Malki, A. A. Abduljabar, A. Porch, D. A. Barrow, and C. J. Allender, “Improved split-ring resonator for microfluidic sensing,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 62, no. 3, pp. 689–699, Mar. 2014.
- [56] G. Galindo-Romera, F. J. Herraiz-Martínez, M. Gil, J. J. Martínez-Martínez, and D. Segovia-Vargas, “Submersible Printed Split-Ring Resonator-Based Sensor for Thin-Film Detection and Permittivity Characterization,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, no. 10, pp. 3587–3596, 2016.
- [57] K. Finkenzeller, *RFID Handbook: Fundamentals and Application in Contactless Smart Cards and Identification*, J. W. . Sons, Ed. New York, NY, USA: John Wiley & Sons, 2003.
- [58] R. Vyas, V. Lakafosis, H. Lee, G. Shaker, L. Yang, G. Orecchini, A. Traille, M. Tentzeris, and L. Roselli, “Inkjet printed, self powered, wireless sensors for environmental, gas, and authentication-based sensing,” *IEEE Sens. J.*, vol. 11, pp. 3139–3152, 2011.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [59] M. Lu, C. Goldsmith, L. Cauller, and J. Lee, “MEMS-Based Inductively Coupled RFID Transponder for Implantable Wireless Sensor Applications,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, pp. 2412–2414, 2007.
- [60] J. Zhang and G. Y. Tian, “UHF RFID Tag Antenna-Based Sensing for Corrosion Detection & Characterization Using Principal Component Analysis,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, pp. 4405–4414, 2016.
- [61] J. Zhang, G. Y. Tian, and A. B. Zhao, “Passive RFID sensor systems for crack detection & characterization,” *NDT E Int*, vol. 86, pp. 89–99, 2017.
- [62] J. Zhang, G. Y. Tian, A. M. J. Marindra, A. I. Sunny, and A. B. Zhao, “A review of Passive RFID Tag Antenna-Based Sensors and Systems for Structural Health Monitoring Applications,” *Sensors*, vol. 17, p. 265, 2017.
- [63] D. Pardo, A. Vaz, S. Gil, J. Gómez, A. Ubarretxena, D. Puente, R. Morales-Ramos, A. García-Alonso, and R. Berenguer, “Design Criteria for Full Passive Long Range UHF RFID Sensor for Human Body Temperature Monitoring,” *Proceedings of the 2007 IEEE International Conference on RFID*, pp. 26–28, Mar. 2017.
- [64] S. Shrestha, M. Balachandran, M. Agarwal, V. Phoha, and K. Varahramyan, “A Chipless RFID Sensor System for Cyber Centric Monitoring Applications,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2009.



## BIBLIOGRAFÍA

---

- [65] A. Vena, L. Sydänheimo, M. Tentzeris, and L. Ukkonen, “A novel inkjet printed carbon nanotube-based chipless RFID sensor for gas detection,” *Proceedings of the 2013 European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 6–10, Oct. 2013.
- [66] C. Mandel, H. Maune, M. Maasch, M. Sazegar, M. Schüßler, and R. Jakoby, “Passive wireless temperature sensing with BST-based chipless transponder,” *Proceedings of the 2011 German Microwave Conference*, pp. 14–16, Mar. 2011.
- [67] I. Jalaly and I. Robertson, “Capacitively-tuned split microstrip resonators for RFID barcodes,” *Proceedings of the 2005 European Microwave Conference (EuMC)*, Oct. 2005.
- [68] J. McVay, A. Hoorfar, and N. Engheta, “Space-filling curve RFID tags,” *Proceedings of the IEEE Radio and Wireless Symposium*, Oct. 2006.
- [69] S. Mukherjee, “Chipless radio frequency identification by remote measurement of complex impedance,” *2007 European Conference on Wireless Technologies*, Oct. 2007.
- [70] S. Preradovic, I. Balbin, N. Karmakar, and G. Swiegers, “Multiresonator-based chipless RFID system for low-cost item tracking,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 57, pp. 1411–1419, 2009.
- [71] S. Preradovic and N. Karmakar, “Design of chipless RFID tag for operation on flexible laminates,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 207–210, 2010.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [72] P. Hazdra, M. Mazánek, and J. Cermák, “Wideband rectangular microstrip patch antenna using L-probe feeding system,” *Radioengineering*, vol. 16, pp. 37–41, 2007.
- [73] F. J. Herraiz-Martínez, G. Zamora, F. Paredes, F. Martín, and J. Bonache, “Multiband printed monopole antennas loaded with OCSRRs for PANs and WLANs,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 1528–1531, 2011.
- [74] J. Carnerero-Cano, G. Galindo-Romera, J. Martínez-Martínez, and F. Herraiz-Martínez, “A Contactless Dielectric Constant Sensing System Based on a Split-Ring Resonator-Loaded Monopole,” *IEEE Sensors J.*, 2018.
- [75] E. Comission, “ITU-T Y.4000/Y.2060. Overview of the Internet of Things. June 2012,” European Comission, Tech. Rep., 2017.
- [76] L. Atzori, A. Iera, and G. Morabito, “The Internet of Things: A survey,” *Comput. Netw.*, vol. 54, pp. 2787–2805, 2010.
- [77] T. C. Arcadius, B. Gao, G. Tian, and Y. Yan, “Structural Health Monitoring Framework Based on Internet of Things: A Survey,” *IEEE Int. Things J.*, 2017.
- [78] D. Miorandi, S. Sicari, F. D. Pellegrini, and I. Chlamtac, “Internet of things: Vision, applications and research challenges,” *Ad Hoc Netw.*, vol. 10, pp. 1497–1516, 2012.
- [79] J. Gubbi, R. Buyya, S. Marusic, and M. Palaniswami, “Internet of Things (IoT): A vision, architectural elements, and future directions,” *Future Gener. Comput. Syst.*, vol. 29, pp. 1645–1660, 2013.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [80] Q. Chi, H. Yan, C. Zhang, Z. Pang, and L. D. Xu, “A Reconfigurable Smart Sensor Interface for Industrial WSN in IoT Environment,” *IEEE Trans. Ind. Inform.*, vol. 10, pp. 1417–1425, 2014.
- [81] Z. Sheng, C. Mahapatra, C. Zhu, and V. C. M. Leung, “Recent Advances in Industrial Wireless Sensor Networks toward Efficient Management in IoT,” *IEEE Access*, vol. 3, pp. 622–637, 2015.
- [82] S. D. T. Kelly, N. K. Suryadevara, and S. C. Mukhopadhyay, “Towards the Implementation of IoT for Environmental Condition Monitoring in Homes,” *IEEE Sens. J.*, vol. 13, pp. 3846–3853, 2013.
- [83] R. S. H. Istepanian, S. Hu, N. Y. Philip, and A. Sungoor, “The Potential of Internet of m-health Things “m-IoT” for Non-Invasive Glucose level Sensing,” *Proceedings of the 33rd Annual International Conference of the IEEE EMBS*, pp. 5264–5266, 2011.
- [84] G. Yang, L. Xie, M. Mäntysalo, X. Zhou, Z. Pang, L. D. Xu, S. Kao-Walter, Q. Chen, and L.-R. Zheng, “A Health-IoT Platform Based on the Integration of Intelligent Packaging, Unobtrusive Bio-Sensor, and Intelligent Medicine Box,” *IEEE Trans. Ind. Inform.*, vol. 10, pp. 2180–2191, 2014.
- [85] C. Doukas and I. Maglogiannis, “Bringing IoT and Cloud Computing towards Pervasive Healthcare,” *Proceedings of the 2012 Sixth International Conference on Innovative Mobile and Inter-*

## BIBLIOGRAFÍA

---

- net Services in Ubiquitous Computing (IMIS)*, pp. 922–926, Jul. 2012.
- [86] G. Galindo-Romera, J. Carnerero-Cano, J. Martínez-Martínez, and F. Herraiz-Martínez, “An IoT reader for wireless passive electromagnetic sensors,” *Sensors*, vol. 17, p. 693, 2017.
- [87] G. Kokkonis, K. E. Psannis, M. Roumeliotis, and D. Schonfeld, “Real-time wireless multisensory smart surveillance with 3D-HEVC streams for internet-of-things (IoT),” *The Journal of Supercomputing*, vol. 73, no. 3, pp. 1044–1062, 2017.
- [88] M. T. Lazarescu, “Design of a WSN Platform for Long-Term Environmental Monitoring for IoT Applications,” *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 3, no. 1, pp. 45–54, Mar. 2013.
- [89] S. Fang, L. D. Xu, Y. Zhu, J. Ahati, H. Pei, J. Yan, and Z. Liu, “An Integrated System for Regional Environmental Monitoring and Management Based on Internet of Things,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 2, pp. 1596–1605, May 2014.
- [90] V. M. Rohokale, N. R. Prasad, and R. Prasad, “A cooperative Internet of Things (IoT) for rural healthcare monitoring and control,” *2011 2nd International Conference on Wireless Communication, Vehicular Technology, Information Theory and Aerospace & Electronic Systems Technology (Wireless VITAE)*, 2011.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [91] S. Amendola, R. Lodato, S. Manzari, C. Occhiuzzi, and G. Marrocco, “RFID Technology for IoT-Based Personal Healthcare in Smart Spaces,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 144–152, Mar. 2014.
- [92] Y. Leng and L. Zhao, “Novel design of intelligent internet-of-vehicles management system based on cloud-computing and Internet-of-Things,” *Proceedings of 2011 International Conference on Electronic & Mechanical Engineering and Information Technology*, 2011.
- [93] H. Zhou, B. Liu, and D. Wang, “Design and Research of Urban Intelligent Transportation System Based on the Internet of Things,” *Internet of Things*, pp. 572–580, 2012.
- [94] A. Zanella, N. Bui, A. Castellani, L. Vangelista, and M. Zorzi, “Internet of Things for Smart Cities,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 1, no. 1, pp. 22–32, Feb. 2014.
- [95] J. Ma, X. Zhou, S. Li, and Z. Li, “Connecting Agriculture to the Internet of Things through Sensor Networks,” *2011 International Conference on Internet of Things and 4th International Conference on Cyber, Physical and Social Computing*, Oct. 2011.
- [96] Y. Bo and H. Wang, “The Application of Cloud Computing and the Internet of Things in Agriculture and Forestry,” *2011 International Joint Conference on Service Sciences*, May 2011.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [97] U. Kraiser and W. Steinhagen, “Low-power transponder IC for high-performance identification systems,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, no. 3, pp. 306–310, Mar. 1995.
- [98] S. Preradovic and N. Karmakar, “Modern RFID readers,” *Microwave J.*, Aug. 2009.
- [99] J. Collins, “Alien cuts tag price,” *RFID J.*, Apr. 2008.
- [100] S. Preradovic, I. Balbin, S. M. Roy, N. C. Karmakar, and G. Swiegers, “Radio frequency transponder,” *Australian Provisional Patent Application P30228AUI*, Apr. 2008.
- [101] F. Babaeian and N. C. Karmakar, “Hybrid chipless rfid tags—a pathway to epc global standard,” *IEEE Access*, pp. 67415–67426, 2018.
- [102] C. Herrojo, J. Mata-Contreras, F. Paredes, E. Ramon, and F. Martin, “Near-Field Chipless-RFID System With Erasable/-Programmable 40-bit Tags Inkjet Printed on Paper Substrates,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, pp. 272–274, 2018.
- [103] A. Habib, H. Anam, Y. Amin, and H. Tenhunen, “High-density compact chipless RFID tag for item-level tagging,” *2018 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium*, 2018.
- [104] A. Karthik, S. Aiswarya, and S. K. Menon, “Compact low cost passive rfid tag for object tracking,” *2018 International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics*, 2018.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [105] T. Athauda and N. Karmakar, “Optimization of novel chipless rfid tag designs using different fabrication techniques in ultra-wideband,” *2018 12th International Conference on Signal Processing and Communication Systems*, 2018.
- [106] V. Veselago, “The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ ,” *Soviet Physics Uspekhi*, vol. 10, no. 4, pp. 509–514, 1968.
- [107] J. Selga, F. Aznar, A. Velez, M. Gil, J. Bonache, and F. Martin, “Low-pass and high-pass microwave filters with transmission zero based on metamaterial concepts,” *2009 IEEE International Workshop on Antenna Technology*, 2009.
- [108] G. Siso, M. Gil, J. Bonache, and F. Martin, “Application of metamaterial transmission lines to design of quadrature phase shifters,” *Electronics Letters*, 2007.
- [109] F. J. Herraiz-Martínez, V. Gonzalez-Posadas, and D. Segovia-Vargas, “Multifunction patch antennas filled with metamaterial structures,” *2007 European Microwave Conference*, 2007.
- [110] M. Gil, J. Bonache, and F. Martin, “Ultra compact band pass filters implemented through complementary spiral resonators (csrs),” *2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2008.
- [111] G. Siso, J. Bonache, M. Gil, J. Garcia-Garcia, and F. Martin, “Compact rat-race hybrid coupler implemented through artificial left handed and right handed lines,” *2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, 2007.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [112] J. M. de Paz, E. Ugarte-Muñoz, F. J. Herraiz-Martínez, and D. Segovia-Vargas, “Multifrequency single patch antennas loaded with split ring resonators,” *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, 2010.
- [113] F. J. Herraiz-Martínez, D. Segovia-Vargas, L. E. Garcia-Munoz, and V. Gonzalez-Posadas, “Dual-frequency printed dipole loaded with metamaterial particles,” *2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2008.
- [114] “Advanced Design System (ADS),” <https://www.keysight.com/>.
- [115] J. Naqui, M. Durán-Sindreu, and F. Martín, “Alignment and position sensors based on split ring resonators,” *Sensors*, vol. 12, pp. 11 790–11 797, Aug. 2012.
- [116] A. Horestani, C. Fumeaux, S. Al-Sarawi, and D. Abbott, “Displacement sensor based on diamond-shaped tapered split ring resonator,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, no. 4, pp. 1153–1160, Apr. 2013.
- [117] F. J. Herraiz-Martínez, J. Martínez-Cebrín, and D. Segovia-Vargas, “A Passive temperature sensor based on a printed magnetoinductive-wave (MIW) delay line,” *Proc. Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, pp. 263–266, Sep. 2015.
- [118] H.-J. Lee, J.-H. Lee, H.-S. Moon, I.-S. Jang, J.-S. Choi, J.-G. Yook, and H.-I. Jung, “A planar split-ring resonator-based microwave biosensor for label-free detection of biomolecules,” *Sensors and Actuators B*, pp. 26–31, 2012.



## BIBLIOGRAFÍA

---

- [119] H.-J. Lee, H.-S. Lee, K.-H. Yoo, and J.-G. Yook, “DNA Sensing Based on Single Element Planar Double Split-Ring Resonator,” *In Microwave Symposium Digest, 2009. MTT’09. IEEE MTT-S International*, pp. 1685–1688, Jun. 2009.
- [120] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*, U. Boston, MA, Ed. Artech House, 1996.
- [121] B. C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook*, I. Artech House, Ed. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., 1991.
- [122] I. J. Bahl and S. S. Stuchly, “Analysis of a microstrip covered with a lossy dielectric,” *IEEE Trans. Microw.*, vol. MTT-28, no. 2, pp. 104–109, Feb. 1980.
- [123] J. Svacina, “Analysis of multilayer microstrip lines by a conformal mapping method,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 40, no. 4, pp. 769–772, Apr. 1992.
- [124] I. Bahl and P. Bhartia, *Microwave Solid State Circuit Design*, U. New York, NY, Ed. Wiley, 1988.
- [125] “Computer Simulation Technology (CST),” <https://www.cst.com/>.
- [126] “AD1000, Rogers Corporation,” <https://www.rogerscorp.com/>.
- [127] R. Garg, P. Bhartia, I. J. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, U. Norwood, MA, Ed. Artech House, 2001.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [128] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, U. Hoboken, NJ, Ed. John Wiley & Sons, Inc., 2016.
- [129] R. N. Simons, *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*, U. New York, NY, Ed. John Wiley & Sons, Inc., 2004.
- [130] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, J. W. . S. Inc., Ed. Hoboken, NJ, USA.: John Wiley & Sons Inc., 2011.
- [131] P. Nikitin and K. Rao, “Theory and measurement of backscattering from RFID tags,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 6, pp. 212–218, 2006.
- [132] E. Huber, M. Mirzaee, J. Bjorgaard, M. Hoyack, S. Noghanian, and I. Chang, “Dielectric Property Measurement of PLA,” *Electro Information Technology (EIT)*, pp. 0788–0792, 2018.
- [133] “Arduino MKR1000,” Arduino, Tech. Rep., 2017.
- [134] “JTOS-2000+ VCO,” MiniCircuits, Tech. Rep., 2017.
- [135] “XR-2206 Monolithic Function Generator Integrated Circuit,” Exar, Tech. Rep., 2017.
- [136] “DSOX3034A Oscilloscope,” Keysight Technologies, Tech. Rep., 2017.
- [137] G. González, *Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design*, P. Hall, Ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall, 1997, vol. 2.
- [138] “Rogers Corporation,” <https://www.rogerscorp.com/>.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [139] “ATF-34143 PHEMT Transistor,” Broadcom, Tech. Rep., 2017.
- [140] “HSMS-2850 Schottky Diode,” Broadcom, Tech. Rep., 2017.
- [141] S. A. Mass, *The RF and Microwave Circuit Design Cookbook*, A. House, Ed. Norwood, MA, USA: Artech House, 1998.
- [142] T. Instruments, “LM324N Operational Amplifier,” Texas Instruments, Tech. Rep., 2017.
- [143] T. I. Inc., “LM350AT Regulator,” Texas Instrument, Tech. Rep., 2017.
- [144] “DPV CO,” <http://www.dpvrf.com/>.
- [145] Y. Min, “Properties and sensor performance of zinc oxide thin films,” Ph.D. dissertation, Massachusetts Institute of Technology, 2003.
- [146] G. Galindo-Romera, J. Carnerero-Cano, J. Martínez-Martínez, A. Rivera, and F. Herraiz-Martínez, “A Contactless System for the Dielectric Characterization of Liquid Drops,” *IEEE Sensors Letters*, Under review.
- [147] G. Galindo-Romera and F. J. Herraiz-Martínez and M. Gil and J. J. Martínez-Martínez and D. Segovia-Vargas, “Split-Ring Resonator-based sensor for thin-film sensing applications,” *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2016.
- [148] J. Carnerero-Cano, G. Galindo-Romera, J. J. Martínez-Martínez, and F. J. Herraiz-Martínez, “A near-field split-ring

## BIBLIOGRAFÍA

---

resonator-based monopole sensor for permittivity characterization,” *Multidisciplinary Digital Publishing Institute Proceedings*, vol. 1, no. 8, p. 793, 2017.

- [149] G. Galindo-Romera, J. Carnerero-Cano, J. J. Martínez-Martínez, and F. J. Herraiz-Martínez, “Wireless system for the measurement of passive electromagnetic sensors in laboratories,” *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2017.
- [150] G. Galindo-Romera, J. Carnerero-Cano, J. J. Martínez-Martínez, and F. J. Herraiz-Martínez, “Lector de Bajo Coste de Sensores Electromagnéticos, Pasivos e Inalámbricos para el Internet de las Cosas (IoT),” *XXXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio - URSI Cartagena 2017*, 2017.
- [151] G. Galindo-Romera, F. J. Herraiz-Martínez, M. Gil, and D. Segovia-Vargas, “Alimentador de doble banda basado en parches para aplicaciones de RADAR meteorológico,” *XXX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio - URSI Pamplona 2015*, 2015.
- [152] J. J. Martínez-Martínez, G. Galindo-Romera, and F. J. Herraiz-Martínez, “Design of a low-cost wireless reader for an electromagnetic passive temperature sensor,” *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, 2017.

- [153] J. J. Martínez-Martínez, G. Galindo-Romera, and F. J. Herraiz-Martínez, “Diseño de un sistema de lectura para dispositivos pasivos basados en líneas MIW,” *XXXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio - URSI Cartagena 2017*, 2017.
- [154] J. J. Martínez-Martínez, G. Galindo-Romera, and F. J. Herraiz-Martínez, “A Contactless RFID System Based on Chipless MIW Tags,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, pp. 5064 – 5071, 2018.



---

## SOBRE EL AUTOR

---



Gabriel Galindo Romera nació en *Santa Perpètua de Mogoda* (Barcelona), España, el 06 de noviembre de 1991. Finalizó sus estudios en Ingeniería Técnica de Telecomunicación - Especialidad en Sistemas

Electrónicos (B.S.) y en Ingeniería de Telecomunicación (M.S.), ambos en la *Universitat Autònoma de Barcelona* (UAB), en 2012 y 2014, respectivamente. En 2015 inició sus estudios de doctorado en la Universidad Carlos III de Madrid (UC3M).

Actualmente está trabajando en Indra Sistemas. Sus intereses de investigación dentro del ámbito universitario se centran en el diseño de circuitos pasivos/activos de radiofrecuencia, miniaturización y dispositivos multifrecuencia, antenas de banda ancha y sensores basados en partículas metamateriales, así como su integración con el Internet de las Cosas (IoT). Los intereses de Gabriel siempre han estado ligados a la investigación y docencia. En los cursos 2015-2016 y 2016-2017 impartió los laboratorios de varias asignaturas, tanto de Grado como de Máster. Ha participado en 6 artículos publicados en revistas indexadas al JCR y en 7 artículos de congreso.



